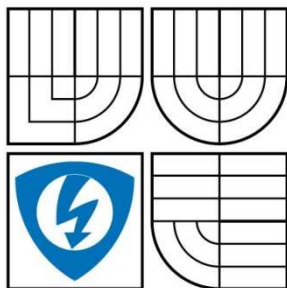


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ŘIDITELNÉ FILTRY S MAXIMÁLNÍM MOŽNÝM PŘELADĚNÍM A NETRADIČNÍMI AKTIVNÍMI PRVKY

ADJUSTABLE FILTERS WITH UTMOST TUNING AND UNTRADITIONAL ACTIVE ELEMENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

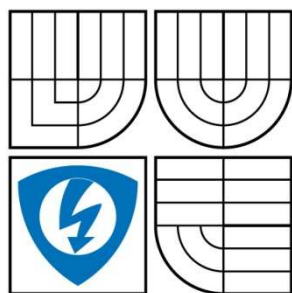
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. LADISLAV VORÁČ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. JAN JEŘÁBEK

BRNO 2010



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav telekomunikací

Diplomová práce

Magisterský navazující studijní program
Telekomunikační a informační technika

Student: Bc. Ladislav Voráč
Ročník: 2

ID: 78373
Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Řiditelné filtry s maximálním možným přeladěním a netradičními aktivními prvky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku analogových kmitočtových filtrů v literatuře, zejména pak struktury pracující s netradičními aktivními prvky a v proudovém módu. V rámci diplomové práce se zaměřte na návrh takových filtrů, u kterých bude možné řídit některý z parametrů filtru v co nejširším pásmu. Jako aktivní prvky uvažujte např. říditelný proudový zesilovač DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier), vícevýstupový proudový sledovač MO-CF (Multiple Output Current Follower) a další prvky jako jsou např. OTA, CDTA, CFTA, UCC a UVC. Vlastnosti navržených zapojení ověřte simulacemi za pomoci dostupných modelů v OrCadu a pokud to bude možné, tak alespoň v jednom případě i měřením.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Chen, W-K: The circuits and filters handbook (second edition), CRC Press LLC, USA, 2003.
- [2] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 41, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [3] KOTON, J.; VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 26, s. 1-17. ISSN: 1213-1539.

Termín zadání: 29.1.2010

Termín odevzdání: 26.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Jan Jeřábek

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

ABSTRAKT

Diplomová práce je věnována problematice návrhu říditelných kmitočtových filtrů s proudovými aktivními prvky MO–CF (*Multiple-Output Current Follower*) a také s nově vyvíjeným proudovým aktivním prvkem DACA (*Digitally Adjustable Current Amplifier*) ve společnosti ON Semiconductor. Úvodní tři kapitoly jsou zaměřeny na základní vlastnosti kmitočtových filtrů, použité obvodové prvky a metody návrhu. Digitálně říditelný proudový zesilovač DACA slouží pro řízení kmitočtových filtrů a nastavujeme jej pomocí parametru proudového zesílení A prostřednictvím digitálního vstupu CTR. Pro návrh filtrů druhého řádu je užito metody M–C grafů signálových toků. Tato metoda se v průběhu práce velmi osvědčila a přispěla k modifikaci již navržených kmitočtových filtrů. Čtvrtá kapitola popisuje samotný detailní návrh obvodů s řízením jakosti, mezního kmitočtu či s oběma uvedenými parametry. Zapojení navržených filtrů jsou simulována v programu OrCAD pro různé úrovně modelů použitých obvodových prvků. Na konci návrhu každého filtru je uvedeno srovnání teoretických a simulovaných hodnot přeladovaných parametrů obvodu. V závěru práce byl jeden z obvodů vybrán pro experimentální ověření s následným porovnáním změřených a simulovaných přenosových charakteristik.

KLÍČOVÁ SLOVA

graf signálových toků, charakteristická rovnice, řízení, přenosová funkce, zesílení, parametr

ABSTRACT

The thesis is paid to design frequency filters steerable jet active elements of the MO-CF (Multiple-Output Current Follower) and also newly-developed current active element DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) in the company ON Semiconductor. The first three chapters focus on basic properties of frequency filters, used components and circuit design methods. The digitally controllable current amplifier DACA is used for managing the radio frequency filters and adjust it using the current amplification parameter A through the digital input CTR. For the design of filters of the second order a method of M-C Signal flow graphs is used. This method is in the work proved very useful and contributed to the modification of already designed frequency filters. The fourth chapter describes the actual detailed design of circuits with quality management, or marginal frequencies to the two parameters. Involvement of the proposed filter is simulated in the OrCAD program for different levels of models of the circuit elements. At the end of each filter design there is a comparison of theoretical and simulated values of the adjustable parameters circuit. The conclusion was one of the districts selected for experimental verification, followed by comparing the measured and simulated transmission characteristics.

KEY WORDS

signal flow graph, characteristic equation, control, transfer function, gain, parameter

Bibliografická citace mé práce:

VORÁČ, L. *Říditelné filtry s maximálním možným přeladěním a netradičními aktivními prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 80 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Říditelné filtry s maximálním možným přeladěním a netradičními aktivními prvky“, jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Jeřábkoví, doktorandu Ústavu telekomunikací, za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Úvod.....	- 12 -
1 Základní vlastnosti kmitočtových filtrů	- 13 -
1.1 Specifikace filtru	- 13 -
1.2 Popis přenosové funkce.....	- 13 -
1.3 Typy filtračních funkcí druhého řádu.....	- 15 -
1.4 Aktivní filtry.....	- 17 -
2 Použité obvodové prvky.....	- 18 -
2.1 Aktivní proudový prvek DO-CF	- 18 -
2.2 Aktivní proudový prvek MO-CF.....	- 19 -
2.3 Aktivní proudový prvek DACA.....	- 20 -
3 Použité metody návrhu říditelných kmitočtových filtrů	- 22 -
3.1 Syntéza filtrů pomocí grafů signálových toků	- 22 -
3.1.1 Grafy signálových toků	- 22 -
3.1.2 M-C grafy signálových toků	- 22 -
3.2 Řízení parametrů filtrů druhého řádu	- 25 -
3.2.1 Nezávislé řízení jakosti Q	- 26 -
3.2.2 Nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0	- 27 -
3.2.3 Současné a nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 a činitele jakosti Q ..	- 27 -
4 Návrh říditelných kmitočtových filtrů s prvky DACA a MO-CF	- 30 -
4.1 Zkoumaný obvod 1 – nezávislé řízení jakosti Q	- 30 -
4.2 Zkoumaný obvod 2 – nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0	- 41 -
4.3 Zkoumaný obvod 3 – úprava obvodu pro řízení charakteristického kmitočtu ω_0	- 49 -
4.4 Zkoumaný obvod 4 – modifikace obvodu 2 pro nezávislé řízení ω_0 a Q	- 58 -
5 Praktická realizace a měření.....	- 67 -
6 Závěr.....	- 73 -
Přílohy	- 79 -
Příloha č. 1:	- 79 -
Příloha č. 2:	- 80 -
Příloha č. 3:	- 80 -

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Filtr jako lineární dvojbran	13 -
Obr. 2.1: a) Aktivní prvek DO-CF, b) M-C graf signálových toků prvku DO-CF	18 -
Obr. 2.2: a) Prvek MOCF rozšířen o dvě výstupní svorky prvku CF b) M-C graf signálových toků prvku MO-CF	19 -
Obr. 2.3: Konvektor UCC-N1B realizující prvek MO-CF	20 -
Obr. 2.4: a) Schematická značka prvku DACA b) jeho M-C graf signálových toků	20 -
Obr. 2.5: Model třetí úrovně prvku DACA	21 -
Obr. 4.1: M-C graf nedotýkajících se vlastních smyček zkoumaného obvodu 1	30 -
Obr. 4.2: M-C graf dvou nedotýkajících se vlastních smyček zkoumaného obvodu 1	31 -
Obr. 4.3: M-C graf tří nedotýkajících se vlastních smyček zkoumaného obvodu 1	32 -
Obr. 4.4: M-C graf zkoumaného obvodu 1 s naznačenými výstupy a vstupy	32 -
Obr. 4.5: Schéma zapojení zkoumaného obvodu 1 s naznačenými výstupy a vstupy	33 -
Obr. 4.6: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_HP1} obvodu 1	34 -
Obr. 4.7: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 1	35 -
Obr. 4.8: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP3} obvodu 1	35 -
Obr. 4.9: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_PP2} obvodu 1	36 -
Obr. 4.10: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP4} obvodu 1	36 -
Obr. 4.11: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_DP1} obvodu 1	37 -
Obr. 4.12a: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_PZ1} obvodu 1	37 -
Obr. 4.12b: Amplitudová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_PZ1} obvodu 1 ..	38 -
Obr. 4.13: Závislost teoretické a ze simulací vypočtené jakosti obvodu Q na nastaveném proudovém zesílení A prvku DACA obvodu 1 přenosových funkcí K_{I_PP2}	39 -
Obr. 4.14: M-C graf zkoumaného obvodu 2 s naznačenými výstupy a vstupy	41 -
Obr. 4.15: Schematické zapojení zkoumaného obvodu 2 s naznačenými výstupy a vstupy-	42
-	
Obr. 4.16: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_HP1} obvodu 2	44 -
Obr. 4.17: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 2	45 -
Obr. 4.18: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP6} obvodu 2	45 -
Obr. 4.19: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP7} obvodu 2	46 -
Obr. 4.20: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{DP3} obvodu 2	46 -
Obr. 4.21: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_DP4} obvodu 2	47 -

Obr. 4.22: Dopočtené hodnoty teoretického a simulovaného mezního kmitočtu f_m v závislosti na nastaveném proudovém zesílení A prvků DACA obvodu 2 přenosových funkcí K_{PP7} ...	48 -
Obr. 4.23: Analyzovaný autonomní obvod	49 -
Obr. 4.24: M-C graf analyzovaného autonomního obvodu	49 -
Obr. 4.25: Výsledný M-C graf analyzovaného autonomního obvodu – zkoumaný obvod 3 ..	50 -
Obr. 4.26: Schematické zapojení zkoumaného obvodu 3	51 -
Obr. 4.27: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce $K_{L_{DP4}}$ obvodu 3	54 -
Obr. 4.28: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce $K_{L_{HP1}}$ obvodu 3	54 -
Obr. 4.29: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 3	55 -
Obr. 4.30: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce $K_{L_{PP4}}$ obvodu 3	56 -
Obr. 4.31: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce $K_{L_{PZ1}}$ obvodu 3	56 -
Obr. 4.32: Vypočtená teoretická závislost charakteristického kmitočtu f_0 na nastaveném proudovém zesílení A prvků DACA obvodu 3 přenosových funkcí $K_{L_{PZ1}}$	57 -
Obr. 4.33: Výsledný M-C graf zkoumaného obvodu 4	59 -
Obr. 4.34: Schéma zkoumaného obvodu 4 pro současné a nezávislé řízení parametrů ω_0 a Q ...	60 -
Obr. 4.35: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce $K_{L_{HP1}}$ obvodu 4	62 -
Obr. 4.36: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 4	62 -
Obr. 4.37: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{DP1} obvodu 4	63 -
Obr. 4.38: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{DP1} obvodu 4	63 -
Obr. 4.39: Amplitudová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 4	64 -
Obr. 4.40: Amplitudová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{HP1} obvodu 4	64 -
Obr. 4.41: Vypočtené a simulované závislosti mezního kmitočtu na nastaveném proudovém zesílení A prvků DACA1 a DACA2 obvodu 4 přenosových funkcí K_{DP1}	65 -
Obr. 4.42: Hodnoty vypočtené a simulované jakosti obvodu 4 Q na nastaveném proudovém zesílení A_3 prvku DACA3 přenosových funkcí $K_{L_{PP1}}$	66 -
Obr. 5.1: Schéma zapojení prakticky realizovaného obvodu 1 pomocí integrovaných obvodů UCC-N1B 0520 z programu Eagle	67 -
Obr. 5.2: Schéma blokové uspořádání pro měření přeladitelného kmitočtového filtru v proudovém módu	69 -
Obr. 5.3: Porovnání simulovaných a změřených modulových kmitočtových charakteristik přenosových funkcí ze vstupu budicího zdroje I_{IN1} pro nastavené zesílení $A = 2,1$	70 -

- Obr. 5.4: Porovnání změřených a simulovaných modulových kmitočtových charakteristik
přenosových funkcí $K_{L_{PP1}}$ s nastavitelným zesílením A a dopočtenou laditelnou jakostí Q
..... - 71 -
- Obr. 5.5: Závislost vypočtených hodnot jakostí Q z teoretických, simulovaných a změřených
přenosových funkcí $K_{L_{PP1}}$ obvodu 1 na nastaveném zesílení A - 72 -

SEZNAM TABULEK

Tab. 4.1 : Číselné přenosových funkcí zkoumaného obvodu 1	33 -
Tab. 4.2 : Dopláčená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{LPZ1} za použití modelů třetí úrovně.....	40 -
Tab. 4.3 : Dopláčená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{LPP2} za použití modelů třetí úrovně.....	40 -
Tab. 4.4 : Číselné přenosových funkcí zkoumaného obvodu 2	43 -
Tab. 4.5 : Odečtený mezní kmitočet zkoumaného obvodu 2 z odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{PP7} za použití modelů třetí úrovně	48 -
Tab. 4.6: Číselné přenosových funkcí zkoumaného obvodu 3	52 -
Tab. 4.7: Proudový přenos přenosové funkce K_{LDP4} při kmitočtu $f = 100\text{kHz}$ a zesílení $A = 1$.-	53 -
Tab. 4.8 : Odečtené hodnoty proudového přenosu a mezního kmitočtu z odsimulovaných charakteristik obvodu 3 za použití modelů třetí úrovně přenosových funkcí K_{LPZ1} ...	57 -
Tab. 4.9 : Číselné přenosových funkcí zkoumaného obvodu 4 pro řízení parametrů ω_0 a Q -	60 -
Tab. 4.10 : Odečtené hodnoty proudového přenosu a mezního kmitočtu z odsimulovaných charakteristik obvodu 4 za použití modelů třetí úrovně přenosových funkcí K_{DP1}	65 -
Tab. 4.11 : Dopláčená jakost Q zkoumaného obvodu 4 z hodnot odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{LPP1} za použití modelů třetí úrovně	66 -
Tab. 5.1 : Dopláčená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot změřených charakteristik přenosových funkcí K_{LPP1}	71 -
Tab. 5.2 : Dopláčená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot simulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{LPP1} za použití reálnějších modelů třetí úrovně prvku DACA. -	71 -

ÚVOD

Znalosti v oblasti kmitočtových filtrů jsou v dnešní době jednou z částí elektroniky. Využití kmitočtových filtrů jako jeden z bloků zpracovávacích vstupní signál přispívá k jejich neustálému zdokonalování. Nejprve byly kmitočtové filtry sestaveny pouze z pasivních součástek, se kterými jsme neměli tak široké možnosti při jejich návrhu a zdokonalování. Postupem času se začali objevovat nové prvky, se kterými jsme byli schopni využít kmitočtový filtr lépe a rozšířit tak jeho možnosti. Díky možnostem signálových procesorů jsme schopni vytvořit převážnou část bloků, které postupně zpracovávají vstupní signály číslicově. Možnosti analogových obvodů a jejich součástí ale doposud nebyly vyčerpány. Vstupní a výstupní bloky jako jsou zesilovače a kmitočtové filtry, na které klademe stále větší požadavky, realizujeme analogově. Při prvních návrzích obvodových struktur jsme se zaměřovali na mód napětíový, kde nositelem informace bylo tedy napětí. V dnešní době ale již využíváme nové prvky pracující v módu proudovém [1], kde převážná část informace je nesena proudem. Důvodů, proč se snažíme využívat proudový mód je více. Jedním z nich je dosažení větší šířky zpracovávaného kmitočtového pásma při snižujícím se napájecím napětím, které způsobuje snižování dynamického rozsahu a odstupů signálu od šumu. Jestliže bude informace nesena pomocí proudové složky, pak budeme schopni dosáhnout lepšího dynamického rozsahu.

Diplomová práce je zaměřena na návrh říditelných kmitočtových filtrů s řízením jejich parametrů pracujících v čistě proudovém módu s moderními aktivními prvky pomocí metody M-C grafů signálových toků [2]. Jako aktivní prvky budou nejprve uvažovány vícevýstupový říditelný proudový zesilovač DACA (*Digitally Adjustable Current Amplifier*) [3] a vícevýstupový proudový sledovač MO-CF (*Multiple Output Current Follower*) [4], které jsou vhodné pro stavbu kmitočtových filtrů pracujících v čistě proudovém módu.

1 ZÁKLADNÍ VLASTNOSTI KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

1.1 Specifikace filtru

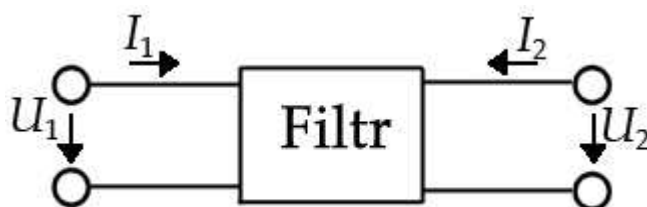
Kmitočtové filtry jsou lineární elektrické obvody (dvojbrany) [5], jejichž hlavním úkolem je zpracovat procházející signál dle daných požadavků. Kmitočtové složky, které filtr propustí beze změny se nacházejí v takzvaném pásmu propustnosti. Druhé pásmo, kde je signál co nejvíce potlačen, je nazýváno jako nepropustné pásmo neboli pásmo potlačení. Kmitočtovými filtry využíváme téměř ve všech zařízeních a jejich blocích, které zpracovávají signál. Oblast využití kmitočtových filtrů je velmi rozsáhlá. Jmenovat můžeme například: vstupní a výstupní obvody, výběr měřené oblasti v měřicí technice, antialiasingové filtry typu dolní propusti A/D převodníků [6], reproduktorové výhybky [5] a jiné části obvodů.

1.2 Popis přenosové funkce

Kmitočtový filtr lze popsat dle [5] jako lineární dvojbran viz obr. 1.1, který je schopen zpracovat určité spektrum signálů. Vlastnosti lineárního dvojbranu lze popsat pomocí přenosových funkcí a to na vstupních a výstupních svorkách filtru. Jedná se o

- přenos napětí naprázdno $K_U = \frac{U_2}{U_1} | I_2 = 0$ a (1.1)

- přenos proudu nakrátko $K_I = \frac{I_2}{I_1} | U_2 = 0$. (1.2)



Obr. 1.1: Filtr jako lineární dvojbran

Přenosovou funkci lze obecně definovat jako racionálně lomenou dle [5]

$$K(p) = \frac{\sum_{k=0}^{k=m} a_k(p)^k}{\sum_{i=0}^{i=n} b_i(p)^i} = \frac{a_0 + a_1 p + \dots + a_{m-1} p^{m-1} + a_m p^m}{b_0 + b_1 p + \dots + b_{n-1} p^{n-1} + b_n p^n}, \quad (1.3)$$

kde komplexní proměnná je definována jako $p = \sigma + j\omega$. Reálné koeficienty značíme jako a a b , n udává řád funkce a platí pro ni $m \leq n$. Komplexní charakter přenosové funkce se ve většině případů označuje jako K nebo $K(p)$. Nejvyšší mocnina jmenovatele rovnice (1.3) stanovuje řád funkce a tím i filtru. Komplexní proměnou budeme uvažovat konkrétněji (ve většině případů) ve tvaru $p = j\omega$. Následně je vhodné komplexní proměnou p normovat. Nejčastěji normuje komplexní proměnou p vzhledem k charakteristickému kmitočtu ω_0 [7], [8]

$$s = \frac{p}{\omega_N} = \frac{p}{\omega_0}, \Omega = \frac{\omega}{\omega_N} = \frac{\omega}{\omega_0}. \quad (1.4)$$

Normovaný úhlový kmitočet označíme Ω a s je normovaná kmitočtová proměnná. Úhlový charakteristický kmitočet a charakteristický kmitočet jsou pak dány jako

$$\omega_0 = 2\pi f_0. \quad (1.5)$$

Přenosovou funkci zapíšeme dle literatury [7] jako poměr dvou komplexních napětí

$$K(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} = \frac{I_2(\omega)}{I_1(\omega)} = \text{Re}(K) + j\text{Im}(K) = (K)e^{j\varphi(\omega)}. \quad (1.6)$$

Modulová amplitudová (někdy také nazývaná pouze jako amplitudová) charakteristika přenosové funkce pak odvodíme jako modul rovnice (1.6) vztahem [7]

$$K(\omega) = |K(\omega)| = \sqrt{(\text{Re}(K) + j\text{Im}(K))^2}. \quad (1.7)$$

Modul přenosu je bezrozměrné číslo a pro lepší grafickou přehlednost [7] se udává a znázorňuje v logaritmické míře

$$k(\omega) = K_{dB}(\omega) = 20 \log K(\omega). \quad (1.8)$$

Argumentová (fázová) kmitočtová charakteristika má tvar dle [7]

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im}(K)}{\operatorname{Re}(K)}. \quad (1.9)$$

Mezní úhlový charakteristický kmitočet ω_{3dB} je důležitým parametrem, který je definován [7] poklesem amplitudové modulové charakteristiky o -3dB

$$K(\omega_{3dB}) = \frac{K_0}{\sqrt{2}}, \text{ kde } K_0 = 1 \rightarrow K_{3dB}(\omega_{3dB}) = K_0 - 3[\text{dB}]. \quad (1.10)$$

1.3 Typy filtračních funkcí druhého řádu

Z rovnice (1.3) můžeme vyjádřit obecný tvar přenosové funkce druhého řádu jako

$$K(p) = \frac{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}. \quad (1.11)$$

V rovnici (1.11) je komplexní proměnná p nejvýše druhého řádu, proto se musí při realizaci filtru objevit v daném zapojení dva akumulární prvky umožňující realizaci všech základních filtračních funkcí. Ve jmenovateli přenosové funkce rovnice (1.11) se musí objevit všechny reálné koeficienty nenulové a proto přítomny všechny stupně komplexní proměnné p . Jmenovatel rovnice (1.11) se nazývá charakteristická rovnice a označujeme ji jako CE. Nejčastěji kmitočtové filtry dělíme podle toho, zda propouští či zadržují určitá pásma kmitočtů. Nazýváme je též někdy jako selektivní filtry. Typ jednotlivých filtrů udává tedy čitatel přenosové funkce. Základní typy filtračních funkcí druhého řádu dle [6] a [7] jsou:

- a) **Dolní propust (DP)**, propouštějící všechny kmitočty, které jsou menší než její charakteristický kmitočet ω_0 a její obecný tvar lze zapsat jako

$$K(p) = \frac{a_0}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 \omega_p^2}{\omega_p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + p^2}. \quad (1.12)$$

- b) **Horní propust (HP)**, propouští všechny kmitočty, které jsou větší než její charakteristický kmitočet ω_0 a její obecný tvar lze zapsat jako

$$K(p) = \frac{a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 p^2}{\omega_p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + p^2}. \quad (1.13)$$

- c) **Pásmová propust (PP)**, propouští všechny kmitočty, které jsou mezi jejím horním a dolním charakteristickým kmitočtem ω_0 a její obecný tvar lze zapsat jako

$$K(p) = \frac{a_1 p}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 \frac{\omega_p}{Q_p} p}{\omega_p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + p^2}. \quad (1.14)$$

- d) **Pásmová zádrž (PZ)**, zadržuje všechny kmitočty, které jsou mezi jejím horním a dolním charakteristickým kmitočtem ω_0 a její obecný tvar lze zapsat jako

$$K(p) = \frac{a_0 + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 (p^2 + \omega_p^2)}{\omega_p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + p^2}. \quad (1.15)$$

- e) **Fázovací článek (FČ)**, propouští všechny kmitočty se stejným konstantním přenosem, ideálně je přenos $K_0 = 1$. Fázovací článek tedy mění fázový posuv v závislosti na kmitočtu, z tohoto důvodu jej řadíme mezi fázovací (zpožďovací) obvody. Obecný zápis je možný ve tvaru

$$K(p) = \frac{a_0 - a_1 p + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{\omega_p^2 - \frac{\omega_p}{Q_p} p + p^2}{\omega_p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + p^2}. \quad (1.16)$$

V předcházejících rovnicích (1.12 – 1.16) se vyskytují nové parametry. Jsou to úhlový kmitočet pólů přenosu označován jako ω_p a parametr Q_p (značený dále jako Q) určující kvalitu pólů nazývaný činitel jakosti.

1.4 Aktivní filtry

V kapitole 1.3 byly uvedeny typy filtračních funkcí druhého řádu a tvar přenosové funkce druhého řádu, která musí obsahovat dva akumulární prvky, aby v CE byly obsaženy všechny stupně komplexní proměnné [9] až po řád filtru n , který udává i strmost filtru [7]

$$\text{Strmost} = n * 20 \text{ [dB/dek]}. \quad (1.17)$$

Jako akumulární prvek je možno použít induktor či kapacitor. Induktor je díky jeho rozměrům dle navrhovaného charakteristického kmitočtu ω_0 , ceně, nákladům na výrobu, velkou ztrátovostí a jiným parametrům nahrazován kapacitorem. Jestliže budeme pracovat pouze s prvky R a C , tak s nimi budeme schopni vytvořit funkce typu DP, PP, HP a PZ ale s nekvalitními selektivními vlastnostmi jako je činitel jakosti v rozsahu $Q < 0,5$ a s přenosem $K_0 < 1$.

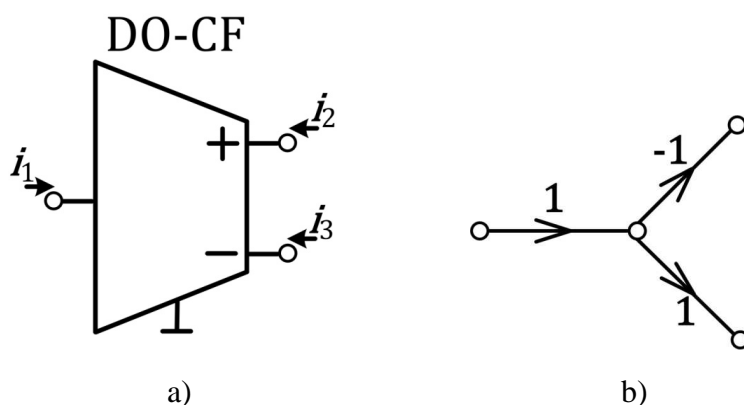
Abychom získali lepší vlastnosti jako je Q a K_0 zařazujeme do obvodu prvky nazývané aktivní prvky [9], pomocí nichž je v obvodě možno nezávislé nastavit parametry Q , K_0 a ω_0 . Nejvíce využívané aktivní prvky jsou napěťové operační zesilovače (VOA – *Voltage Operational Amplifier*), které nejčastěji pracují v napěťovém módu, kde je nositelem informace napětí. Dnes se ale velmi často setkáváme s prvky, u nichž je nositelem informace proud. V takovém případě pak mluvíme o módu proudovém.

2 POUŽITÉ OBVODOVÉ PRVKY

2.1 Aktivní proudový prvek DO-CF

Filtrační obvody byly nejdříve využívány pouze v napěťovém módu. Pomocí nových technologií a dlouhodobému výzkumu, vývoji a zdokonalování dílčích oblastí analogové techniky se začal využívat mód, kde se pracovalo jak s napětovou, tak i s proudovou složkou. Takový mód jsme označovali jako smíšený. S rozšiřováním nových technologií klademe na elektronické součástky stále náročnější požadavky, jakými jsou menší napájecí napětí, širší zpracovávané pásmo kmitočtů či větší odstup signálu od šumu. Jedním z prvních aktivních prvků využívající čistě proudového módu je CF (*Current Follower*) [10] a jeho rozšířením o jednu výstupní svorku pak dostaneme prvek DO-CF (*Dual Output Current Follower*), jehož schematická značka a graf signálových toků jsou zobrazeny na obr. 2.1. Základní charakter tohoto prvku lze popsat jako proudový sledovač s jednotkovým přenosem. Obvod obsahuje dva zdroje proudu, přičemž jeden z těchto zdrojů proudů je závislý na proudu v jiné větvi. Obvod tedy obsahuje zdroj proudu řízený proudem (CCCS – *Current Controlled Current Source*), jehož model lze nalézt v literatuře [11]. Prvek DO-CF má jednu vstupní svorku (i_1) a dvě svorky výstupní (i_2, i_3). Ze svorky i_2 odebíráme zrcadlený (*mirror*) vstupní proud a ze svorky i_3 odebíráme proud invertovaný (*inverted*) vůči svorce vstupní. Předcházející slovní vyjádření lze zapsat jako

$$i_2 = i_1, i_3 = -i_1. \quad (2.1)$$

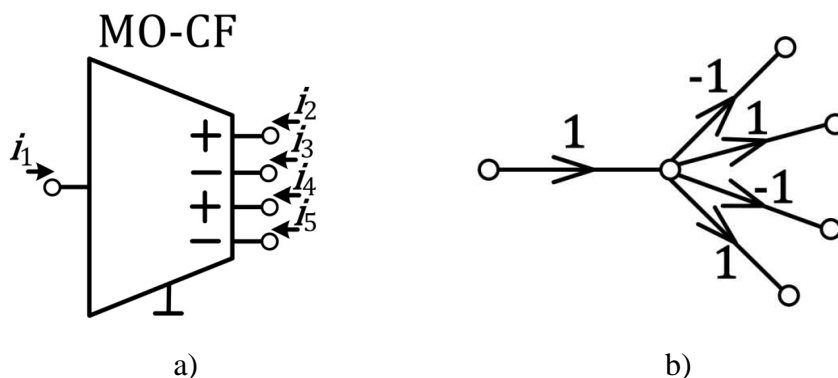


Obr. 2.1: a) Aktivní prvek DO-CF, b) M-C graf signálových toků prvku DO-CF

2.2 Aktivní proudový prvek MO-CF

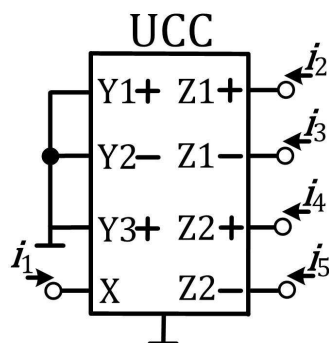
Jestliže prvek DO-CF rozšíříme na výstupu o další dvě výstupní svorky, dostáváme obvod značený jako MO-CF (*Multiple-Output Current Follower*) [4]. Schematická značka prvku je uvedena na obr. 2.2a a M-C graf signálových toků toho prvku pak na obr. 2.2b. Na výstupu prvku MO-CF pak zapíšeme výstupní proudy jako

$$i_1 = i_2 = i_4, \quad i_1 = -i_3 = -i_5. \quad (2.2)$$



Obr. 2.2: a) Prvek MOCF rozšířen o dvě výstupní svorky prvku CF b) M-C graf signálových toků prvku MO-CF

Protože předchozí proudové aktivní prvky jako jednotlivé integrované obvody jsou stále ve vývoji, musíme nahradit tyto prvky téměř ekvivalentním a již existujícím integrovaným obvodem pod označením UCC (*Universal Current Conveyor*), který je publikován v článku [12]. Aktivní prvek UCC byl vyroben technologií 0,35 μ m firmou ON Semiconductor pod označením UCC-N1B 0520 v testovací sérii v počtu cca 40kusů. Tento univerzální proudový konvektor má navíc oproti prvku MO-CF tři vstupní svorky představující vstupní napěťové brány Y_1 - Y_3 . Jestliže tyto vstupní svorky připojíme na zem, pak získáme ekvivalentní prvek MO-CF pomocí prvku UCC, jehož schematickou značku nalezneme na obr. 2.3. Polarita výstupních proudových bran je značena pomocí znamének plus a mínus. Výstupní proudy lze opět definovat stejně jako v rovnici (2.2) Prvek UCC-N1B 0520 lze tedy použít jako náhradu za prvek MO-CF pro experimentální účely a praktickou realizaci. Jednotlivé úrovně modelů prvku UCC pro simulace navržených obvodů lze pak nalézt v literatuře [12].

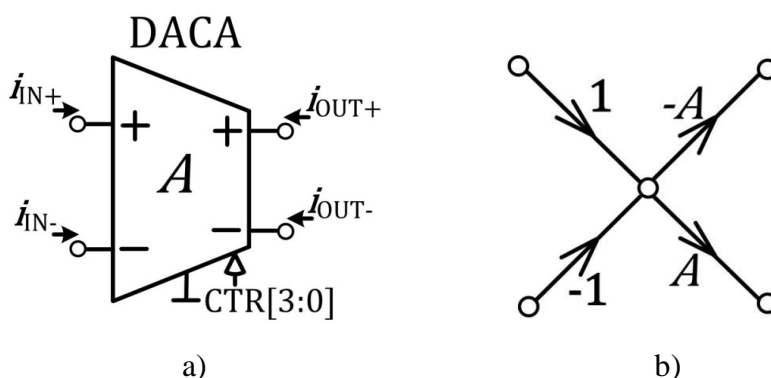


Obr. 2.3: Konvektor UCC-N1B realizující prvek MO-CF

2.3 Aktivní proudový prvek DACA

Dalším proudovým aktivním prvkem je digitálně říditelný proudový zesilovač, který nese označení DACA (*Digitally Adjustable Current Amplifier*) [3] jehož schematická značka je uvedena obr. 2.4a a M-C graf signálových toků pak na obr. 2.4b. Největší předností prvku DACA je možnost nastavit zesílení, které je značeno jako A , a které se vyskytuje v rovnici (2.3). Proudové zesílení A lze digitálně nastavit pomocí sběrnice CTR[3:0]. Vstupní svorky prvku jsou diferenční a jsou značeny jako i_{IN+} a i_{IN-} a na výstupní straně jsou taktéž dvě svorky, přičemž jejich charakter je také diferenční a lze tyto výstupní proudy zapsat jako

$$i_{OUT+} = 0,5A(i_{IN+} - i_{IN-}), \quad i_{OUT-} = -0,5A(i_{IN+} - i_{IN-}). \quad (2.3)$$

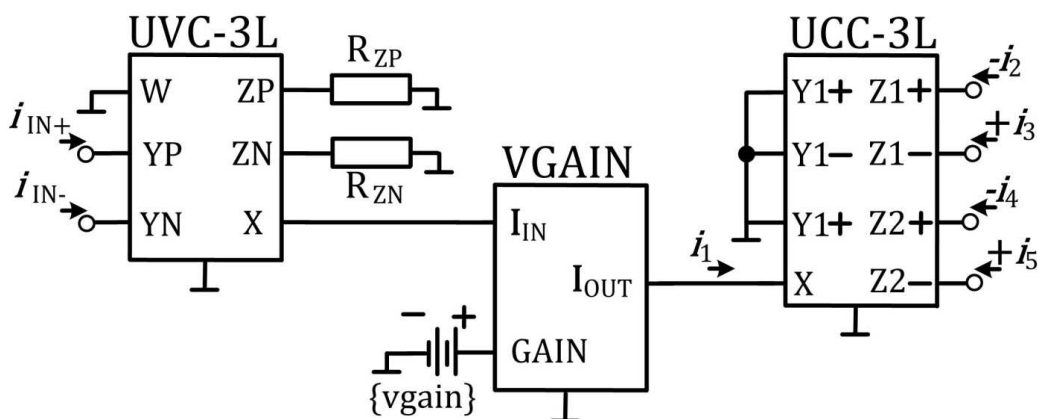


Obr. 2.4: a) Schematická značka prvku DACA b) jeho M-C graf signálových toků

Prvek DACA je dnes ve výzkumném středisku společnosti ON Semiconductor zkoumán a vyvíjen ale jeho prototyp ještě není k dispozici. Máme možnost ale tento prvek modelovat a simulovat pomocí zapojení v programu OrCad, kde máme zatím k dispozici více úrovní modelů tohoto říditelného prvku [4]. Nastavitelné zesílení v simulacích je pak zvoleno ve

většině případů v diskretních hodnotách $A = \{1; 9; 27; 54; 100\}$ dle behaviorálních modelů [4] nebo $A = \{0,1; 0,3; 1; 3\}$ vzhledem k nelinearitě zesílení A bloku VGAIN na nastaveném stejnosměrném napětí viz obr. 2.5.

Od simulací zkoumaného obvodu, který bude prakticky realizován a změřen, bude vhodné použít místo používaných modelů prvků DACA model uvedený na obr. 2.5. Od tohoto modelu se očekávají srovnatelnější výsledky s experimentálním měřením, protože bude nutné pro experimentální měření tento prvek DACA nahradit právě tímto ekvivalentním obvodem. První blok UVC (*Universal Voltage Conveyor*) [12] obvodu vytváří rozdíl vstupních proudů. Tento proud vstupuje do bloku VGAIN (*Variable Gain Amplifier*), kde nastavíme proudové zesílení a tento signál poté vstoupí do bloku UCC (*Universal Current Conveyor*), čímž získáme více výstupů tohoto vstupního proudu, ale s opačnými znaménky. Blok VGAIN je možné nahradit obvodem vyráběným firmou Intersil pod označením EL2082 [18]. Výstupní nepoužité svorky ZP a ZN obvodu UVC jsou v modelu prvku DACA uzemněny přes rezistory $R_{ZP} = R_{ZN} = 1 \text{ M}\Omega$. Jednotlivé úrovně modelů prvku DACA se od sebe liší použitými behaviorálními modely prvků UVC a UCC.



Obr. 2.5: Model třetí úrovně prvku DACA

3 POUŽITÉ METODY NÁVRHU ŘIDITELNÝCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

3.1 Syntéza filtrů pomocí grafů signálových toků

3.1.1 Grafy signálových toků

Grafy signálových toků jsou již několik let užívány v různorodých technických oblastech pro návrh obvodu, tedy jeho syntézu či jeho analýzu, při které obvod zkoumáme. Mezi nesporné výhody grafů signálových toků patří přehlednost mezi elektrickým schématem daného obvodu a výsledkem, kterým může být přenosová funkce (rovnice pro výpočet neznámé veličiny).

Prvním řešitel, který používal pro analýzu elektrických obvodů grafický způsob, byl v roce 1953 S. J. Mason. Masonovo pravidlo je používáno dodnes pro výpočet přenosu grafu ze vstupního uzlu na výstup. Graf jako takový, můžeme definovat jako soustavu bodů, které se nazývají uzly a úseček, kterým říkáme větve, kde každý konec větev je zakončen do uzlu. Bližší popis a seznámení s Masonovým pravidlem je možno nalézt v literatuře [13].

3.1.2 M-C grafy signálových toků

Na grafické řešení později navázal se svými grafy C. L. Coates [6]. Jako výhodný nástroj pro řešení lineárních obvodů se staly Mason-Coatesovy (M-C) grafy signálových toků, které publikovali v roce 1976 autoři Čajka a Kvasil [2]. Sestavit M-C graf signálových toků ze schématu lze pomocí pravidel publikovaných v literatuře [14].

Pravidla pro sestavení M-C grafu signálových toků ze schématu jsou:

1. Ve schématu vyznačíme referenční uzal a očíslováme ostatní uzly,
2. Do grafu zaznačíme uzly odpovídající uzlovým napětím (napět'ové uzly) a uzly budících proudů (proudové uzly). Uzly můžeme ve schématu rozmístit libovolně, ale pro přehlednost se doporučuje dodržet schéma,
3. K napět'ovým uzlům přidáme neorientované smyčky, přičemž každá ze smyček má přenos roven součtu admitancí připojených k tomuto uzlu ve schématu,

4. Zakreslíme orientované větve z možných proudových uzlů do napěťových, které jsou obrazem napájených. Přenos těchto větví je pak roven jedné,
5. Zakreslíme větve, které spojují napěťové uzly, a zaznačíme jednotlivé přenosy, přičemž jejich hodnota je rovna součtu admitancí, které jsou připojeny mezi touto dvojicí ve schématu. U reciprocitních prvků, které se vyznačují vzájemným vztahem, je přenos dopředné cesty mezi dvěma sousedícími uzly stejný, jako je přenos cesty zpětné.

Dalším bodem, který se obecně váže s pravidly, je přenos vlastní smyčky v proudovém uzlu, který je roven jedné a není neovlivňován připojenými admitancemi. Graf signálových toků lze nazvat diagramem, který popisuje vzájemný vztah mezi proměnnými vyskytujícími se v daném zapojení. Abychom dokázali sestavit graf signálových toků, je nutné znát některé pojmy [2], [6], [14], které se vážou s M-C grafy:

- *Vstupní uzel* je takový uzel, do něhož nevstupuje žádná z orientovaných větví a větve z něj pouze vystupují.
- *Výstupní uzel* je takový uzel, který odpovídá obvodové proměnné, jejíž hodnota se má z daného M-C grafu určit.
- *Cesta* se definuje jako souvislá dráha, která vede podél stejně orientovaných větví, přičemž je orientovaná ve směru těchto větví.
- *Přenos cesty* lze vypočítat jako součin všech přenosů, kterým cesta prochází.
- *Přímá cesta* je taková cesta, která začíná ve vstupním uzlu a končí v uzlu výstupní, přičemž smí projít každým uzlem pouze jednou.
- *Orientovaná smyčka* je smyčka cest, která začíná a končí ve stejném uzlu, přičemž ze žádných z těchto uzlů neprojde více než jednou.
- *Přenos orientované smyčky* je součin přenosů všech větví v orientované smyčce.
- *Nedotýkající se smyčky* nemají žádnou společnou větev ani žádný společný uzel.
- *Přenos grafu neboli přenosová funkce* se vypočítá jako poměr mezi výstupní a vstupní veličinou. Tento vztah je znám jako Masonovo pravidlo [13], [14]

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta} \sum_i P_i \Delta_i, \quad (3.1)$$

kde P_i je přenos i -té přímé cesty ze vstupního uzlu X na výstupní uzel Y . Determinant Δ_i je definován jako determinant té části grafu, která se nedotýká i -té přímé cesty, přičemž pokud není splněna tato podmínka a přímá cesta tedy prochází všemi uzly, pak platí že $\Delta_i = 1$. Výpočet determinantu Δ může provést pomocí vztahu [14] :

$$\Delta = V - \sum_k S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_l S_2^{(l)} V_2^{(l)} - \sum_m S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \dots \quad (3.2)$$

Písmeno V představuje součin neorientovaných vlastních smyček, $S_1^{(k)}$ je přenos k -té v pořadí neorientované smyčky a $V_1^{(k)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se k -tá smyčka nedotýká, $S_2^{(l)}$ je součin dvou přenosů l -té v pořadí nedotýkajících se orientovaných smyček a $V_2^{(l)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se l -tá dvojice smyček nedotýká, $S_3^{(m)}$ je součin tří přenosů m -té v pořadí nedotýkajících se orientovaných smyček a $V_3^{(m)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se m -tá trojice smyček nedotýká. Jestliže se žádné vlastní smyčky $V_1^{(k)}$, $V_2^{(l)}$ a $V_3^{(m)}$ v grafu nevyskytují, pak pokládáme tyto součiny rovny jedné. Determinat rovnice (3.2) je roven charakteristické rovnici CE a je možné uvést, že pokud navrhujeme kmitočtový filtr n -tého řádu, pak se v charakteristické rovnici musí objevit minimálně $n + 1$ členů, abychom v charakteristické rovnici CE měli všechny stupně komplexní proměnné p až do řádu n . Nejvýhodnější varianta z pohledu počtu členu charakteristické proměnné je, aby nejnižší nutný počet a to proto, aby se zjednodušil numerický návrh a mohli jsme tím mít možnost získat co nejvíce filtračních funkcí. Pokud navrhujeme filtrační funkce druhého řádu, které jsou uvedeny v kapitole 3, je dobré vzít v úvahu podmínky D1 až D4, které jsou uvedeny v literatuře [15].

3.2 Řízení parametrů filtrů druhého řádu

Pro možnost řídit některý z parametrů filtru druhého řádu vyjdeme z charakteristické rovnice CE, která odpovídá jmenovateli rovnice (1.11) jejíž tvar je

$$b_0 + b_1 p + b_2 p^2 = 0. \quad (3.3)$$

Mezi reálnými koeficienty b_0 , b_1 a b_2 rovnice (3.3), charakteristickým kmitočtem ω_0 a činitelem jakosti Q platí známé vztahy [8]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}}, \quad (3.4a)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}}. \quad (3.4b)$$

Z předchozích rovnic je zřejmé, že řídit charakteristický kmitočet ω_0 a činitele jakosti Q lze pomocí reálných koeficientů b_0 , b_1 a b_2 . Je vhodné řídit uvedené parametry nezávisle na sobě tedy tak, abychom při změně činitele jakosti neměli charakteristický kmitočet a naopak. Nejčastěji řídíme ω_0 a Q buď pomocí pasivních součástek, které se vyskytují na místě reálných koeficientů, kde musíme měnit jejich velikost, nebo užijeme říditelné aktivní prvky, jako jsou prvky DACA u nichž měníme jejich zesílení A_x . Jestliže budeme používat jiné říditelné prvky, než jsou prvky DACA, pak říditelný parametr zesílení A_x nahradíme v charakteristické rovnici CE říditelným parametrem použitého obvodu. Další možností řízení analogových kmitočtových filtrů, je pomocí filtrů se spínanými kapacitami, kde můžeme přeladovat parametry filtrů pomocí vnějšího řídicího spínacího signálu [17]. Od vývoje těchto filtrů ale bylo upuštěno, jelikož jejich maximální zpracováváný kmitočet byl do 100 kHz.

Vzhledem k řízení parametrů filtrů je vhodné mít počet členů charakteristické rovnice CE co nejnižší a to proto, abychom měli možnost získat co nejvíce přenosových funkcí, které odpovídají členům CE. Výhodou jednodušší charakteristické rovnice CE je možnost získání jednotkového přenosu v propustném pásmu i při změně parametrů filtru. V následujících dvou kapitolách jsou uvedeny charakteristické rovnice, v nichž je část koeficientu b_1 dána součinem $C_2 G_1$, ale tyto indexy kapacitoru a vodivosti přesně dodržet nemusíme, takže tyto indexy mohou být ve členu b_1 různé a celkový počet kombinací v tomto členu je pak roven čtyřem.

3.2.1 Nezávislé řízení jakosti Q

3.2.1.1 Nepřímo úměrné nezávislé řízení jakosti Q

Pokud srovnáme vztahy (3.4a) a (3.4b), tak nejčastější způsob řízení jakosti Q je pomocí změny reálného koeficientu b_1 na jehož místě bude v charakteristické rovnici proměnný parametr, kterým budeme jakost Q řídit nepřímo úměrně. Tvar charakteristické rovnice CE, charakteristického kmitočtu ω_0 a činitele jakosti Q pak bude

$$CE = G_1 G_2 + p A_1 C_2 G_1 + p^2 C_1 C_2 = 0. \quad (3.5a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}, \quad (3.5b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = \frac{1}{A_1} \sqrt{\frac{G_2 C_1}{G_1 C_2}}. \quad (3.5c)$$

3.2.1.2 Přímé úměrné nezávislé řízení jakosti Q

Jestliže budeme chtít řídit činitel jakosti přímo úměrně, je nutné zařadit proměnný parametr do členů b_0 a b_2 . Tento index parametru (tedy aktivní prvek) nemusí být nezbytně stejný (pouze jeden). Pokud budou parametry různé (více aktivních prvků), pak je nutné je volit vždy stejně a to proto, abychom neměnili charakteristický kmitočet ω_0 a v rovnici 3.4a se proměnný parametr vyrušil. Charakteristickou rovnici CE, charakteristický kmitočet ω_0 a činitele jakosti Q , pak zapíšeme ve tvaru

$$CE = A_1 G_1 G_2 + p C_2 G_1 + p^2 A_1 C_1 C_2 = 0. \quad (3.6a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}, \quad (3.6b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = A_1 \sqrt{\frac{G_2 C_1}{G_1 C_2}}. \quad (3.6c)$$

Další řízení činitele jakosti je také možné, ale charakteristická rovnice CE pak bude mít na místech reálných koeficientů více členů, než v uvedených dvou rovnicích. Tento způsob řízení činitele jakosti Q je tedy náročnější na vhodnou volbu proměnných parametrů u jednotlivých koeficientů přenosové funkce a v této práci není uvažován.

3.2.2 Nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0

3.2.2.1 Přímé úměrné nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0

Opět vyjdeme ze vztahů (3.4a) a (3.4b). Z první rovnice je zřejmé, že řídit charakteristický kmitočet ω_0 lze pomocí dvou koeficientů. Pomocí b_0 přímo pak přímo úměrně a koeficientem b_2 pak nepřímo a to tak, aby se nám tyto proměnné parametry zkrátily v rovnici (3.4b) s koeficientem b_1 a činitel jakosti Q tak zůstal neproměnný. Nejvhodněji se jeví zvolit charakteristickou rovnici ve tvaru

$$CE = A_1 A_2 G_1 G_2 + p A_1 C_2 G_1 + p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (3.7a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{A_1 A_2 G_1 G_2}{C_1 C_2}}, \quad (3.7b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = \sqrt{\frac{A_2 G_2 C_1}{A_1 G_1 C_2}}. \quad (3.7c)$$

čímž bude charakteristický kmitočet řízen přímo úměrně za předpokladu, že měníme parametry A_1 a A_2 stejně, tedy $A_1 = A_2 = A$.

3.2.2.2 Nepřímé úměrné nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0

Řízení charakteristického kmitočtu nepřímo úměrně pak bude možné za předpokladu $A_1 = A_2 = A$ pomocí rovnice

$$CE = G_1 G_2 + p A_1 C_2 G_1 + p^2 A_1 A_2 C_1 C_2 = 0, \quad (3.8a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{A_1 A_2 C_1 C_2}}, \quad (3.8b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = \sqrt{\frac{A_2 G_2 C_1}{A_1 G_1 C_2}}. \quad (3.8c)$$

3.2.3 Současné a nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 a činitele jakosti Q

Další možnost jak řídit analogový kmitočtový filtr je pomocí vzájemně nezávislé změny činitele jakosti Q a charakteristického kmitočtu f_0 . Současné a nezávislé řízení obou

parametrů vyžaduje dle rovnic 3.4 složitější tvar charakteristické rovnice CE. O současném řízení obou parametrů se zmiňuje článek [15], ale neuvádí mnoho možností, z nichž je možné použít pro návrh analogových obvodů. V následujících podkapitolách jsou tyto čtyři možnosti více přiblíženy a popsány rovnicemi. Pokud bychom chtěli řídit oba parametry nezávisle na sobě bez dodržení dalších rovností parametrů zesílení A_x , pak v CE bude nutné do této rovnice přidat další parametr, čímž bude výsledná CE složitější. Tato možnost v této práci dále není uvažována a rozebírána.

3.2.3.1 Nepřímo úměrné nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 se současně nepřímo úměrným nezávislým řízením činitele jakosti Q

Z názvu kapitoly je zřejmé, že oba parametry filtru Q a f_0 budeme přeladovat současně a nezávisle na sobě. V prvním případě je pak budeme řídit oba nepřímo úměrně. Vzhledem k náročnosti nezávislého řízení Q a f_0 přibude v CE další parametr zesílení A_3 a charakteristická rovnici CE, činitel jakosti Q a charakteristický kmitočet f_0 budou mít tvar

$$CE = G_1 G_2 + p A_2 A_3 C_2 G_1 + p^2 A_1 A_2 C_1 C_2 = 0, \quad (3.9a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{A_1 A_2 C_1 C_2}}, \quad (3.9b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = \frac{1}{A_3} \sqrt{\frac{A_1 A_2 G_2 C_1}{A_2^2 G_1 C_2}}. \quad (3.9c)$$

Nezávislé řízení parametrů bude platit, pokud dodržíme podmínku $A_1 = A_2 = A$. Rovnost těchto parametrů je nutná z důvodu zkrácení parametrů zesílení A_1 a A_2 v rovnici (3.9c), čímž budeme moci činitel jakosti Q řídit nepřímo úměrně parametrem A_3 a rovnici (3.9b) pak parametrem A .

3.2.3.2 Přímé úměrné nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 se současně nepřímo úměrným nezávislým řízením činitele jakosti Q

Druhá z možných kombinací současného a na sobě nezávislého řízení parametru Q přímo úměrně a parametru f_0 nepřímo úměrně je dle rovnic (3.10). Nutnou podmínkou je opětovné dodržení rovnosti parametrů zesílení $A_1 = A_2 = A$ pro řízení činitele jakosti Q parametrem A_3 .

$$CE = A_1 A_2 G_1 G_2 + p A_2 A_3 C_2 G_1 + p^2 C_1 C_2 = 0, \quad (3.10a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{A_1 A_2 C_1 C_2}}, \quad (3.10b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = \frac{1}{A_3} \sqrt{\frac{A_1 A_2 G_2 C_1}{A_2^2 G_1 C_2}}. \quad (3.10c)$$

3.2.3.3 Nepřímo úměrné nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 se současně přímo úměrným nezávislým řízením činitele jakosti Q

Třetí kombinace současného řízení parametrů Q a f_0 je opačná vzhledem k předchozí. Charakteristickou rovnici CE, činitel jakosti Q a charakteristický kmitočet f_0 vyjádříme jako

$$CE = A_3 G_1 G_2 + p A_2 C_2 G_1 + p^2 A_1 A_2 A_3 C_1 C_2 = 0, \quad (3.11a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{A_1 A_2 C_1 C_2}}, \quad (3.11b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = A_3 \sqrt{\frac{A_1 G_2 C_1}{A_2 G_1 C_2}}. \quad (3.11c)$$

Tak jako v předchozích případech i nyní je nutné splnit podmínku pro dodržení rovnosti parametrů zesílení $A_1 = A_2 = A$ pro řízení činitele jakosti Q parametrem A_3 .

3.2.3.3 Přímé úměrné nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 se současně přímo úměrným nezávislým řízením činitele jakosti Q

Poslední kombinací pro řízení parametrů Q a f_0 , jeví se jako nejvhodnější z pohledu návrháře, je řízení obou těchto parametrů přímo úměrně při dodržení $A_1 = A_2 = A$. Vyjádříme charakteristickou rovnici CE, činitel jakosti Q a charakteristický kmitočet f_0 jako

$$CE = A_1 A_2 A_3 G_1 G_2 + p A_2 C_2 G_1 + p^2 A_3 C_1 C_2 = 0, \quad (3.12a)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{A_1 A_2 G_1 G_2}{C_1 C_2}}, \quad (3.12b)$$

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = A_3 \sqrt{\frac{A_1 G_2 C_1}{A_2 G_1 C_2}}. \quad (3.12c)$$

Jak je z předchozích rovnic (3.9 – 3.12) patrné, řídit oba parametry Q a f_0 současně a nezávisle na sobě, přináší v CE nutnost užití dalšího parametru, který bude nutné vybranou návrhovou metodou do CE zařadit.

4 NÁVRH ŘIDITELNÝCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ S PRVKY DACA A MO-CF

4.1 Zkoumaný obvod 1 – nezávislé řízení jakosti Q

Jeden z možných, jak přistupovat k návrhu kmitočtového říditelného filtru je, že si nejprve stanovíme požadovanou charakteristickou rovnicí CE a podle ní následně vytváříme graf signálových toků tak, abychom tento tvar získali. Jedná se tedy o syntézu [11]. Zvolený tvar je nejlépe volit tak, aby obsahoval co nejméně součinů u každého z reálných koeficientů b_0, b_1 a b_2 rovnice (3.3). Pro řízení jakosti Q zvolíme charakteristickou rovnicí CE z kapitoly 3.2.1 ve tvaru

$$CE = G_1 G_2 + pAC_2 G_1 + p^2 C_1 C_2 = 0. \quad (4.1)$$

Charakteristický kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q zjistíme dosazením do umocněných rovnic (3.4a) a (3.4b)

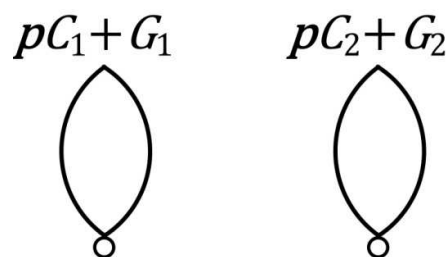
$$\omega_0^2 = \frac{b_0}{b_2} = \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \Rightarrow G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{G_2}, \quad (4.2)$$

$$Q^2 = \frac{b_0 b_2}{b_1^2} = \frac{G_1 G_2 C_1 C_2}{A^2 C_2^2 G_1^2} = \frac{G_2 C_1}{A^2 C_2 G_1} \Rightarrow Q^2 = \frac{G_2 C_1}{A^2 C_2} \frac{G_2}{\omega_0^2 C_1 C_2} = \frac{G_2^2}{\omega_0^2 A^2 C_2^2} \Rightarrow Q = \frac{G_2}{\omega_0 A C_2}, \quad (4.3)$$

$$Q = \frac{G_2}{\omega_0 A C_2} \Rightarrow G_2 = Q \omega_0 A C_2, \quad (4.4)$$

$$G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{G_2} \Rightarrow G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{Q \omega_0 A C_2} = \frac{\omega_0 C_1}{QA}. \quad (4.5)$$

Z rovnic (4.4) a (4.5) je zřejmé, že lze vyjádřené vodivosti G_1 a G_2 dopočítat nezávisle na sobě. Pro zvolené $C_1 = 470$ pF, $C_2 = 15$ pF, $f_0 = 1$ MHz, $A = 1$ a $Q = 100$ vychází $G_1 = 2,9531E-5$ S, tedy $R_1 = 33862 \Omega$ a $G_2 = 9,4248E-3$ S což je $R_2 = 106 \Omega$. Vlastní syntéza následně spočívá v počátečním návrhu pouze se dvěma integračními články znázorněnými na obr. 4.1, na jejichž základě následně v charakteristické rovnici CE odstraníme ty členy, které nemají tvar námi navržené CE (4.1).

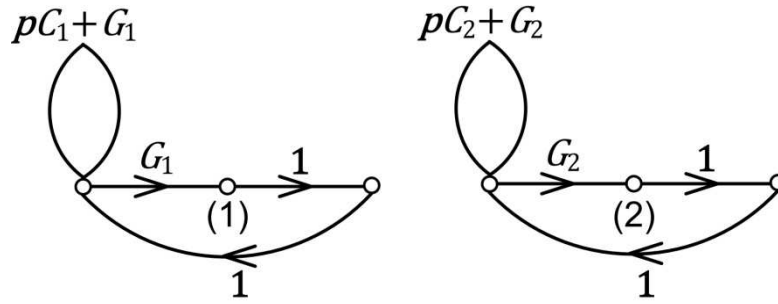


Obr. 4.1: M-C graf nedotýkajících se vlastních smyček zkoumaného obvodu 1

Ve výpočtu charakteristické rovnice CE (determinantu) postupujeme podle kapitoly 3.1.2 a tento determinant je roven

$$\Delta = V = (pC_1 + G_1) \cdot (pC_2 + G_2) = p^2 C_1 C_2 + pC_1 G_2 + pC_2 G_1 + G_1 G_2. \quad (4.6)$$

Po srovnání rovnice (4.1) tedy té, kterou jsme si na začátku definovali, a rovnice (4.6) vidíme, že nám vyhovují pouze krajní členy, proto musíme ostatní členy vyrušit pomocí zpětných vazeb prvků MO-CF, které do zapojení přidáme za integrační články. Přenosy výstupních prvků zapisujeme do M-C grafu s opačným znaménkem. Nevyužité výstupy prvků MO-CF nezakresluje v M-C grafech, protože jsou zatím nevyužity a připojeny na zemní svorku. M-C graf signálových toků bude pak zapojen, jak je naznačeno na obr. 4.2.



Obr. 4.2: M-C graf dvou nedotýkajících se vlastních smyček zkoumaného obvodu 1

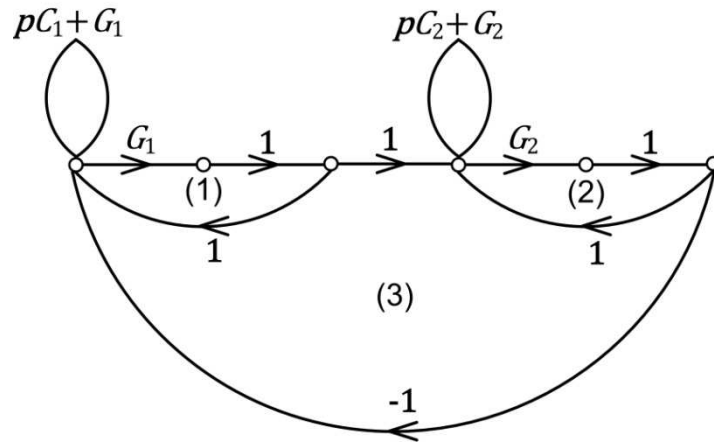
Výpočet charakteristické rovnice CE bude díky prvkům MO-CF rozšířen o dvě orientované smyčky (1) a (2), které se projeví v determinantu

$$\begin{aligned} \Delta = V - S_1^{(1)} V_1^{(1)} - S_1^{(2)} V_1^{(2)} + S_2^{(1-2)} V_2^{(1-2)} &= (pC_1 + G_1) \cdot (pC_2 + G_2) - \\ G_1(pC_2 + G_2) - G_2(pC_1 + G_1) + G_1 G_2 &= p^2 C_1 C_2 + pC_1 G_2 + pC_2 G_1 + \\ G_1 G_2 - pC_2 G_1 - G_1 G_2 - pC_1 G_2 - G_1 G_2 + G_1 G_2 &= p^2 C_1 C_2. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Rovnice (4.7) byla zbavena nezbytných členů. Nyní můžeme přistoupit k přidáním dalšího členu, který jsme definovali na začátku. Další orientovaná smyčka (3) bude procházet oběma prvky MO-CF. Tím ale “přijdeme“ o další dva výstupy těchto prvků, což naznačuje obr. 4.3.

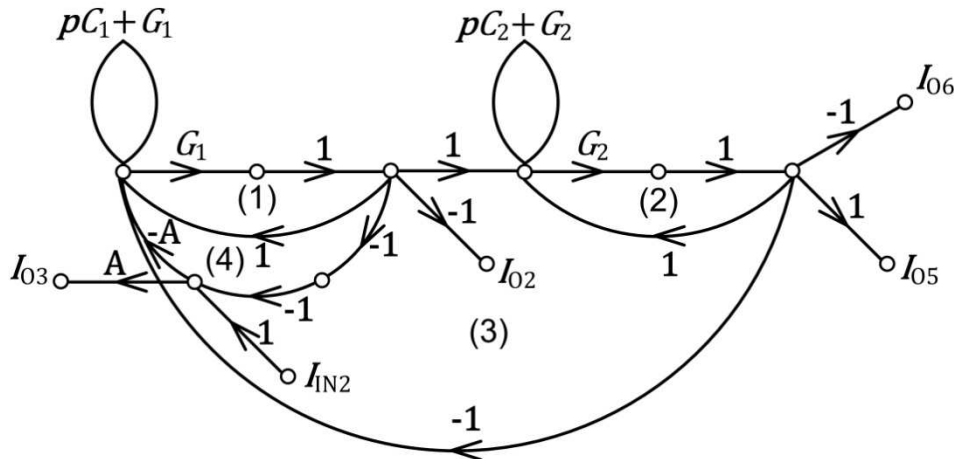
Charakteristická rovnice CE bude mít tvar

$$\begin{aligned} \Delta &= V - S_1^{(1)}V_1^{(1)} - S_1^{(2)}V_1^{(2)} - S_1^{(3)}V_1^{(3)} + S_2^{(1-2)}V_2^{(1-2)} = (pC_1 + G_1) \\ &(pC_2 + G_2) - G_1(pC_2 + G_2) - G_2(pC_1 + G_1) - (-G_1G_2) + G_1G_2 = p^2C_1C_2 + \\ &pC_1G_2 + pC_2G_1 + G_1G_2 - pC_2G_1 - G_1G_2 - pC_1G_2 - G_1G_2 + G_1G_2 = \\ &= p^2C_1C_2 + G_1G_2. \end{aligned} \quad (4.8)$$



Obr. 4.3: M-C graf tří nedotýkajících se vlastních smyček zkoumaného obvodu 1

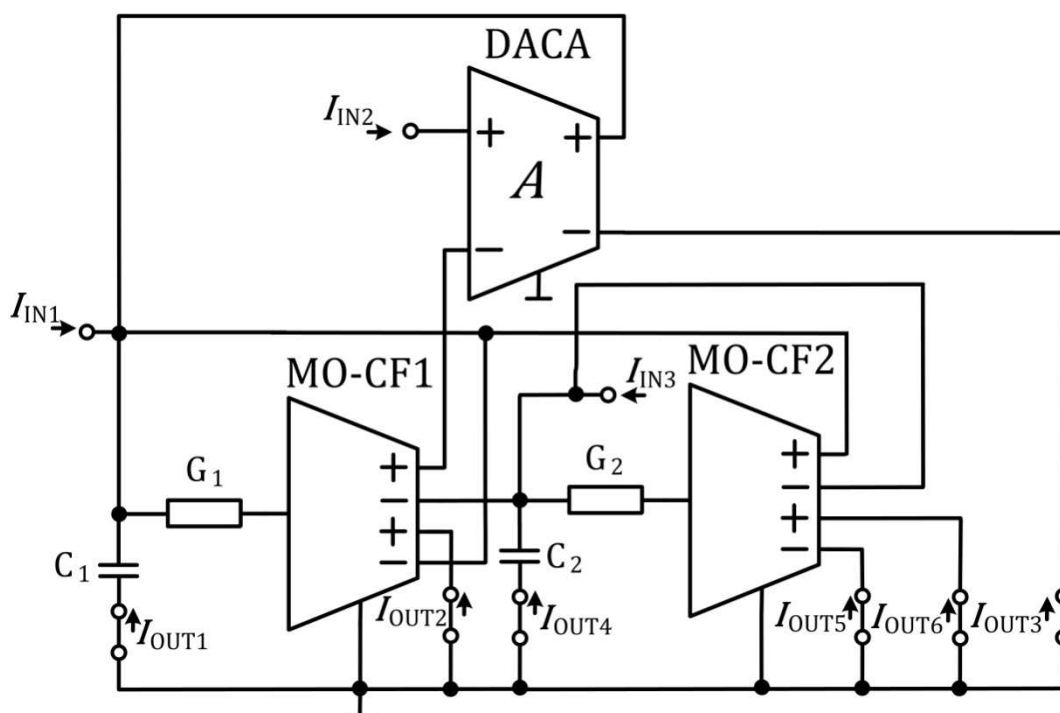
V rovnici (4.8) se nyní vyskytují dva členy odpovídající členům charakteristické rovnice (4.6). K dosažení posledního členu, který obsahuje říditelný parametr A , zavedeme do M-C grafu pomocí poslední vlastní smyčky (4), která prochází prvkem DACA. Prvek je opět vyveden z výstupu prvního prvku MO-CF. M-C graf zachycují konečnou strukturu je naznačen na obr. 4.4. Pro lepší přehlednost je zakreslena část vstupních a výstupních svorek i do M-C grafu.



Obr. 4.4: M-C graf zkoumaného obvodu 1 s naznačenými výstupy a vstupy

Charakteristická rovnice CE bude mít po předešlých úpravách tvar rovnice (4.9)

$$\begin{aligned} \Delta = & V - S_1^{(1)}V_1^{(1)} - S_1^{(2)}V_1^{(2)} - S_1^{(3)}V_1^{(3)} - S_1^{(4)}V_1^{(4)} + S_2^{(1-2)}V_2^{(1-2)} + \\ & S_2^{(2-4)}V_2^{(2-4)} = (pC_1 + G_1) \cdot (pC_2 + G_2) - G_1(pC_2 + G_2) - G_2(pC_1 + G_1) - \\ & (-G_1G_2) - (-G_1AG_2)(pC_2 + G_2) + G_1G_2 + (-G_1AG_2) = p^2C_1C_2 + pC_1G_2 + \\ & pC_2G_1 + G_1G_2 - pC_2G_1 - G_1G_2 - pC_1G_2 - G_1G_2 + G_1G_2 + pAC_2G_1 + AG_1G_2 + \\ & G_1G_2 - AG_1G_2 = G_1G_2 + pAC_2G_1 + p^2C_1C_2. \end{aligned} \quad (4.9)$$



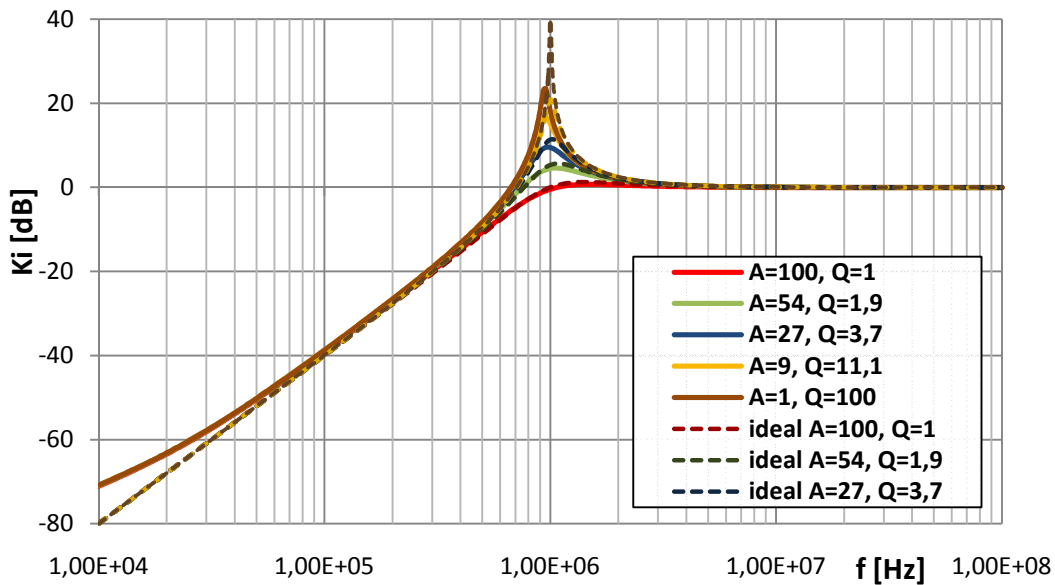
Obr. 4.5: Schéma zapojení zkoumaného obvodu 1 s naznačenými výstupy a vstupy

Tab. 4.1 : Čitatele přenosových funkcí zkoumaného obvodu 1

		proudové výstupy					
		I_{OUT1}	I_{OUT2}	I_{OUT3}	I_{OUT4}	I_{OUT5}	I_{OUT6}
proudové vstupy	I_{IN1}	$-p^2C_1C_2$	pC_2G_1	$-pAC_2G_1$	$-pC_2G_1$	$-G_1G_2$	G_1G_2
	I_{IN2}	$p^2AC_1C_2$	$-pAC_2G_1$	$-AG_1G_2$ $-p^2AC_1C_2$	pAC_2G_1	AG_1G_2	$-AG_1G_2$
	I_{IN3}	pC_2G_1	$-G_1G_2$	AG_1G_2	$-pAC_2G_1$ $-p^2AC_1C_2$	$-AG_1G_2$	AG_1G_2 $+pC_2G_1$

Pro lepší orientaci uvádím v tab. 4.1 přenosové funkce zkoumaného obvodu 1 v proudovém módu, které korespondují se zapojením zkoumaného obvodu 1, které je naznačeno na obr. 4.5. V tab. 4.1 můžeme nalézt více odlišných přenosových funkcí vytvářející funkce filtrační bez součtů více výstupů. Z pohledu využitelnosti obvodu je ale žádoucí, aby čitatelé přenosových funkcí byly stejné, jako jsou členy v charakteristické rovnici CE daného obvodu a to proto, aby bylo dosaženo vždy jednotkového přenosu v propustném pásmu. Pokud tuto podmínku nesplníme, pak se nám bude měnit přenos v závislosti na nastaveném zesílení A . Pokud se v čitateli přenosové funkce tento parametr vyskytuje a ve jmenovateli obsažen není a nezkrátí se, pak se přenos bude měnit v závislosti na nastaveném parametru, což dokazují v simulaci obdržené kmitočtové charakteristiky. Využitelné přenosové funkce jsou

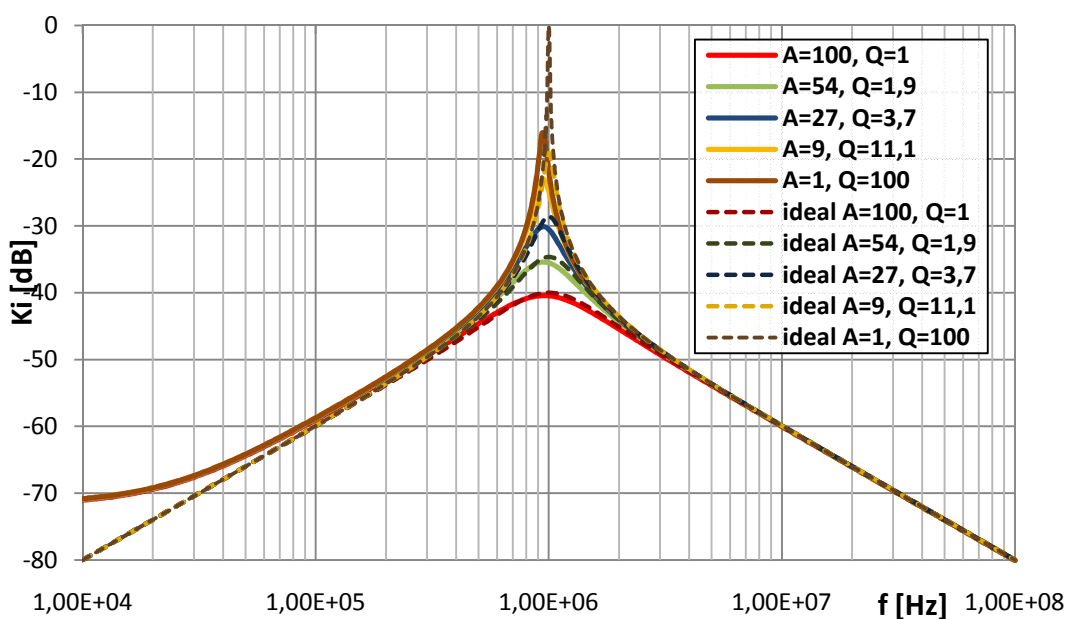
$$\begin{aligned}
 K_{I_HP1} &= \frac{I_{O1}}{I_{IN1}} = \frac{-p^2 C_1 C_2}{CE}, \quad K_{PP1} = \frac{I_{O2}}{I_{IN1}} = \frac{p G_1 C_2}{CE}, \quad K_{I_PP2} = \frac{I_{O3}}{I_{IN1}} = \frac{-p A G_1 C_2}{CE}, \\
 K_{I_PP3} &= \frac{I_{O4}}{I_{IN1}} = \frac{-p G_1 C_2}{CE}, \quad K_{PP4} = \frac{I_{O4}}{I_{IN2}} = \frac{p A G_1 C_2}{CE}, \quad K_{I_DP1} = \frac{I_{O5}}{I_{IN1}} = \frac{I_{O2}}{I_{IN3}} = \frac{-G_1 G_2}{CE}, \\
 K_{DP1} &= \frac{I_{O6}}{I_{IN1}} = \frac{G_1 G_2}{CE}, \quad K_{I_PZ1} = \frac{I_{O1} + I_{O5}}{I_{IN1}} = \frac{-G_1 G_2 - p^2 C_1 C_2}{CE}, \\
 K_{I_FC1} &= \frac{I_{O1} + I_{O2} + I_{O5}}{I_{IN1}} = \frac{-G_1 G_2 + p G_1 C_2 - p^2 C_1 C_2}{CE}.
 \end{aligned} \tag{4.10}$$



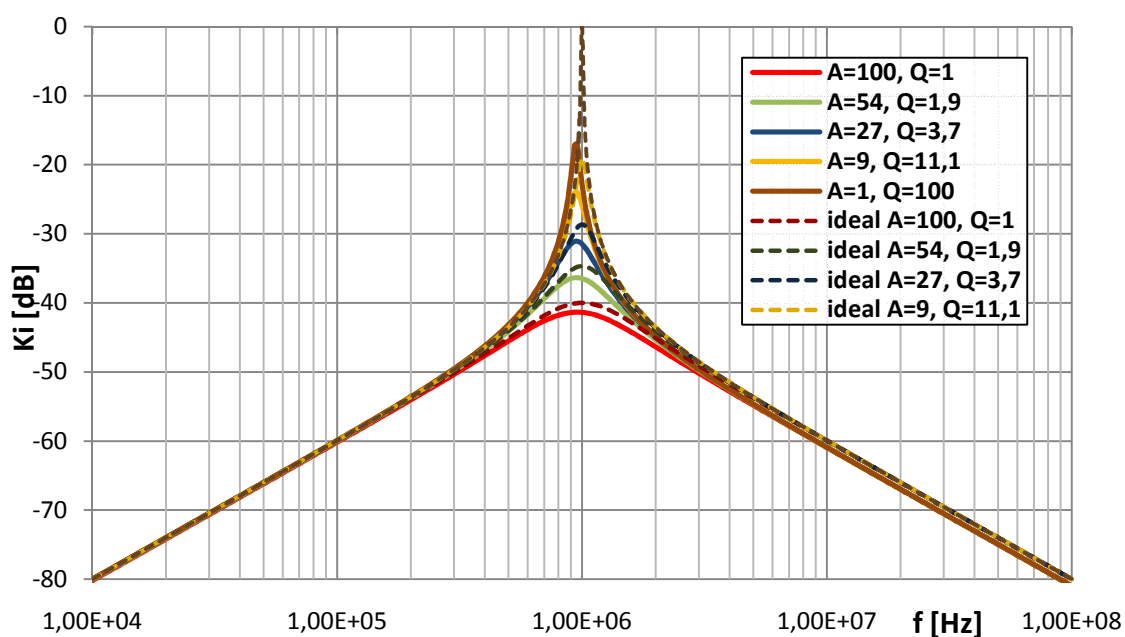
Obr. 4.6: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_HP1} obvodu 1¹

¹ Poznámka: V předchozím a následujících grafech modulových kmitočtových charakteristik přenosových funkcí jsou uvedeny v legendě u modelů třetí úrovně, které jsou označeny plnou čarou, stejné vypočtené hodnoty jakostí Q a mezního kmitočtu f_m jako u modelů první úrovně

Zkoumaný obvod 1 je dle rovnic (4.10) univerzální, ale přenosová funkce fázovacího článku nemá u členu s komplexní proměnou p parametr zesílení A , proto jeho modulová kmitočtová charakteristika má jednotkový přenos pouze v případě $A = 1$ a fázová kmitočtová charakteristika nespĺňuje monotónní změnu fáze při změně kmitočtu, proto do výsledku nebyla zařazena. Následně byl zkoumaný obvod simulován v programu OrCAD a to za

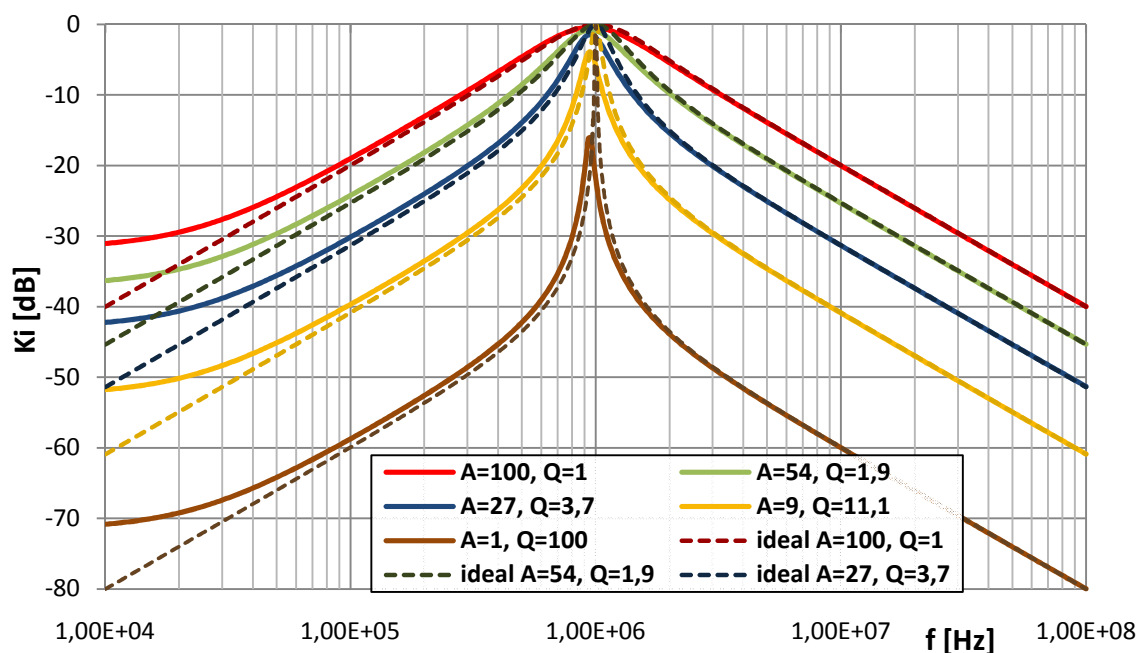


Obr. 4.7: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{pp1} obvodu 1

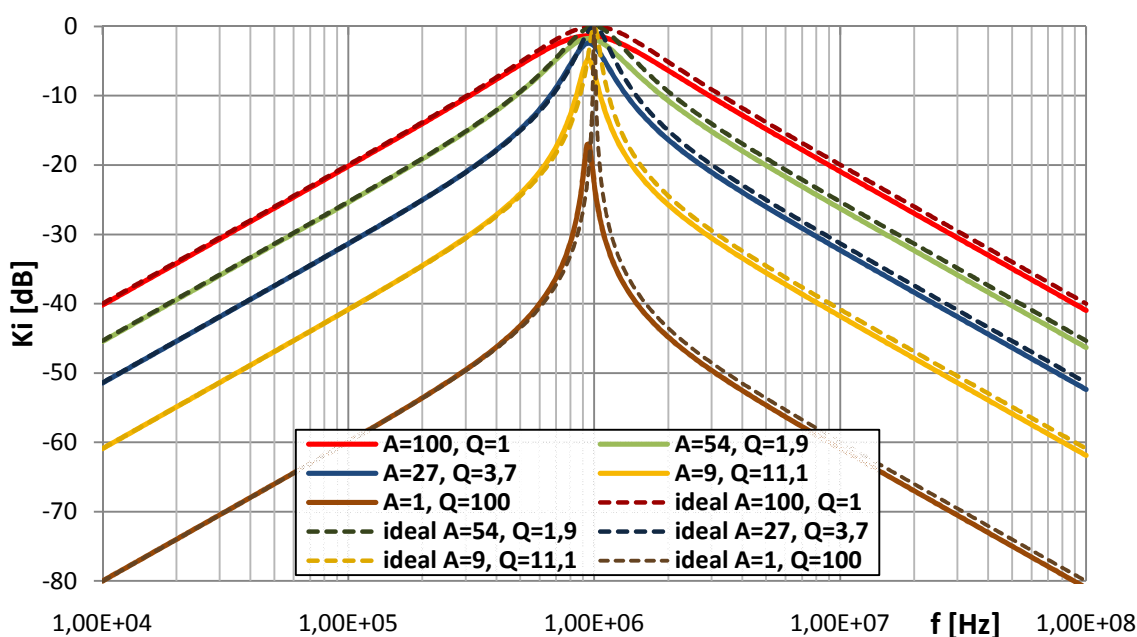


Obr. 4.8: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{pp3} obvodu 1

použití modelů [4] první úrovně obou aktivních prvků, které jsou označovány v legendách simulovaných grafů jako ideal a poté pomocí modelu třetí úrovně [4], který je značen pouze vypočtenými parametry. Z obr. 4.6 lze vidět, že horní propust při vysoké jakosti již nemá na nízkých kmitočtech útlum 40 dB/dek a v rezonančním kmitočtu ω_0 pak nemá tak velké zesílení, jak s ideálním prvkem DACA. Při porovnání horních propustí K_{PP1} a K_{LPP3} , které

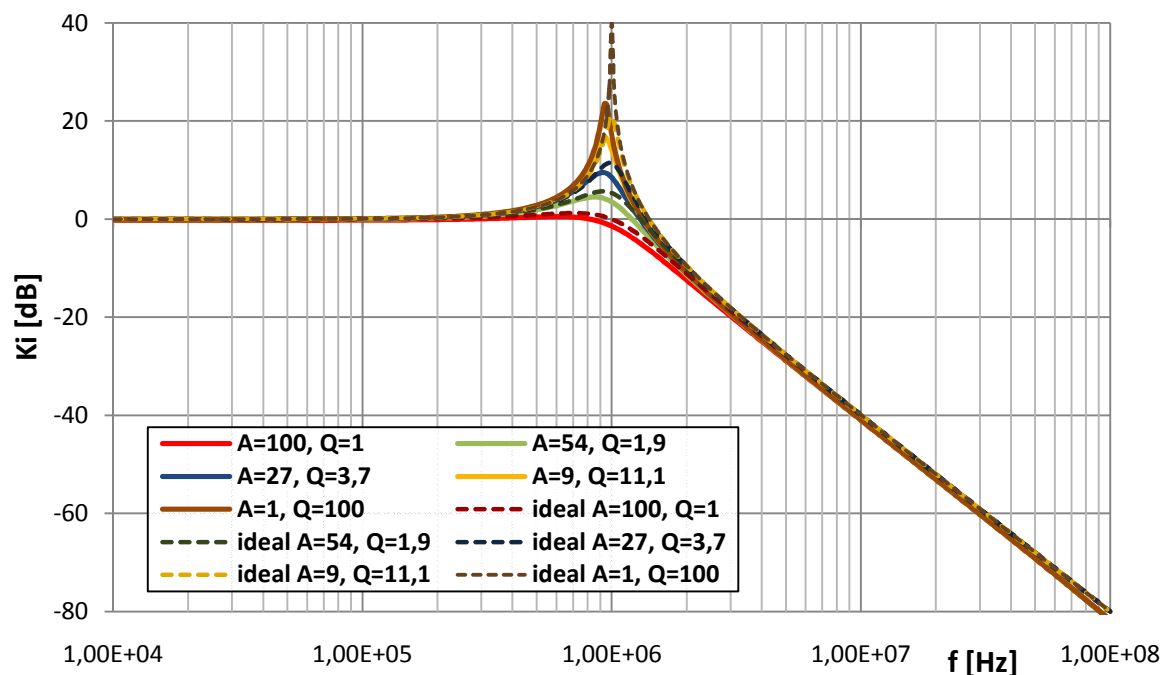


Obr. 4.9: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{LPP2} obvodu 1

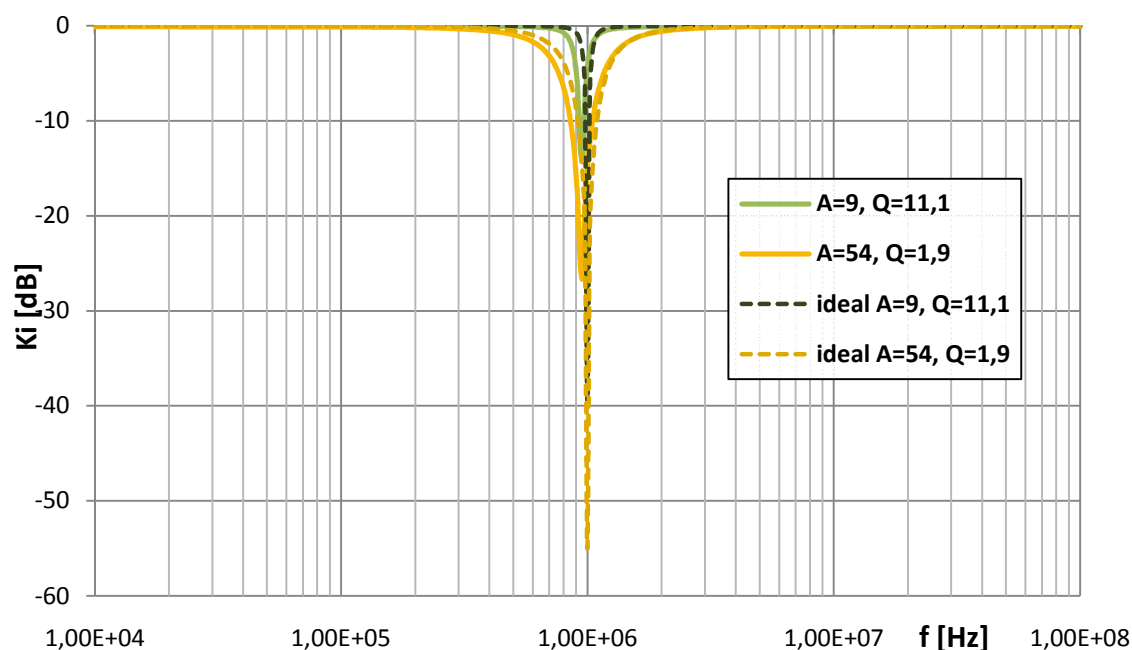


Obr. 4.10: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP4} obvodu 1

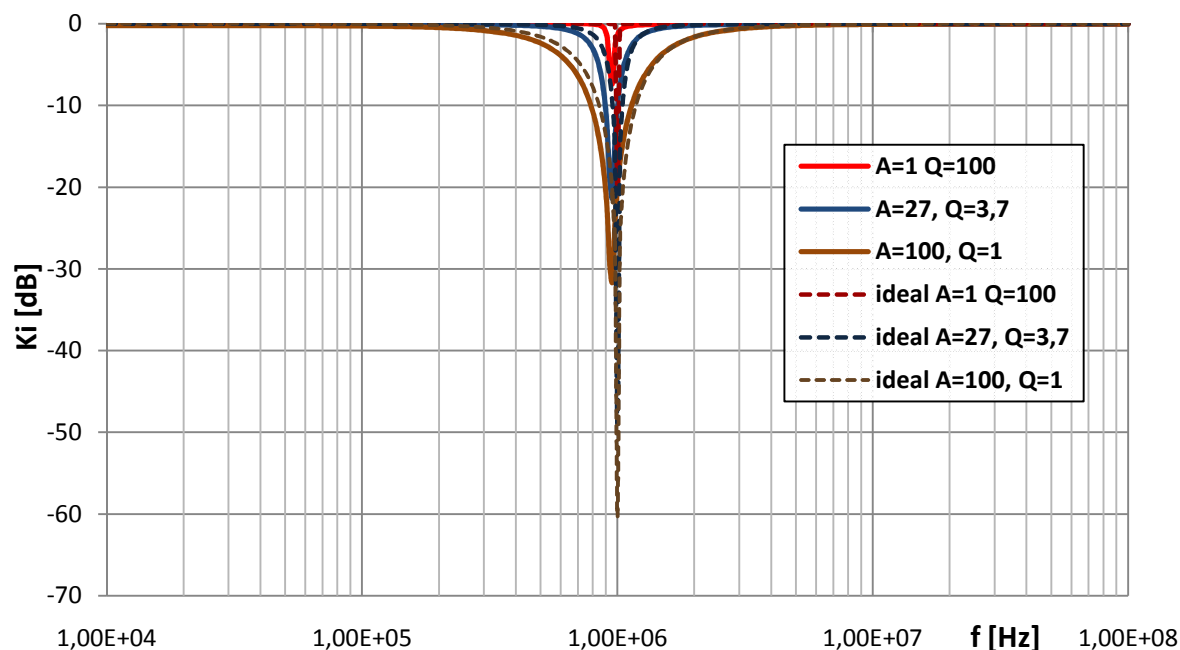
jsou na obr. 4.7 a obr. 4.8, a jsou vůči sobě invertující je zřejmé, že charakteristiky jsou téměř totožné, jen při vysoké jakosti charakteristika K_{I_PP3} dodržuje stejný pokles v celém rozsahu kmitočtů. V místě rezonančního kmitočtu ω_0 , lze opět pozorovat snižující se přenos při zvyšování zesílení a to v porovnání s ideálními charakteristikami. Téměř stejný výsledek dostaneme při porovnání charakteristik K_{I_PP2} a K_{PP4} (jsou vůči sobě invertující). Amplitudová



Obr. 4.11: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_DP1} obvodu 1



Obr. 4.12a: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_PZ1} obvodu 1

Obr. 4.12b: Amplitudová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_PZ1} obvodu 1

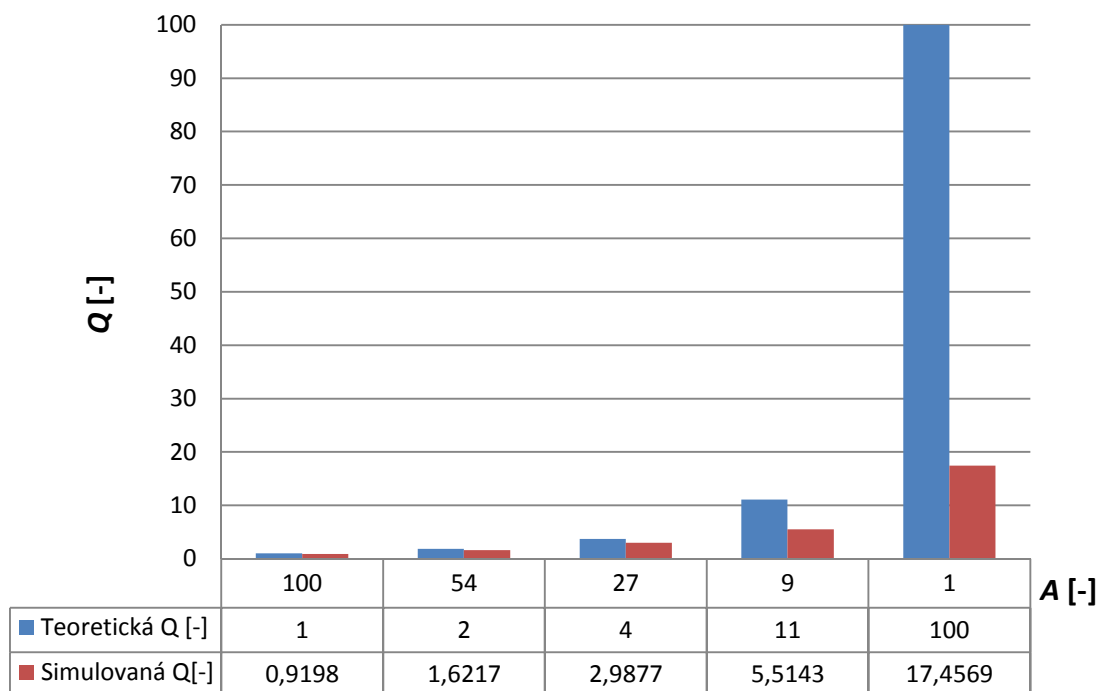
modulová charakteristika K_{I_PP2} na obr. 4.9, ale již vykazuje při jakémkoliv zvoleném zesílení A stejný pokles útlumu v pásmu nízkých kmitočtů, až do charakteristického kmitočtu ω_0 .

Lepší amplitudovou modulovou charakteristikou je v tomto případě pásmová propust K_{PP4} dle obr. 4.10. Přenosová funkce dolní propusti K_{I_DP1} na obr. 4.11 dodržuje útlum téměř v celém simulovaném pásmu kmitočtů, jen na velmi vysokých kmitočtech je přenos menší a v místě rezonančního kmitočtu ω_0 při narůstajícím zesílení A nedosahuje charakteristika tak velkého zesílení, jak je tomu v ideálním případě, kdy je použito modelů první úrovně použitých prvků. Přenosová funkce pásmové zádrže K_{I_PZ1} a její simulace nalezneme na obr. 4.12a a obr. 4.12b. Tato přenosová funkce je vytvořena složením přenosových funkcí K_{I_DP1} a K_{I_HP1} . Charakteristický kmitočet ω_0 této modulové kmitočtové charakteristiky mírně klesl s použitím modelů třetí úrovně na hodnotu 0,946289 MHz. S narůstajícím zesílením A se pak také zvyšuje přenos v místě mezního kmitočtu a to na rozdíl od přenosových funkcí, kdy byly použity modely prvků první úrovně.

Zkoumaný obvod 1 vykazuje u všech přenosových funkcí při snižujícím se zesílení A a narůstající jakosti Q snižující se přenos v okolí rezonančního kmitočtu ω_0 při maximální vypočtené jakosti $Q = 100$ je rozdíl přenosů mezi ideální a simulovanou charakteristikou $|K_i| = 30\text{dB}$ u přenosové pásmové zádrže. Tento pokles si lze vysvětlit tím, že prvek DACA má na výstupu v ideálním případě pouze dělič proudu s vysokými hodnotami a výstupní proud pak prochází jen na výstup tohoto prvku. Jestliže nahradíme ideální prvek DACA modelem 3.

úrovně, kde je na výstupu navíc parazitní kapacitor a dělič proudu, pak se část proudu uzavírá i přes tento kmitočtově závislý dělič proudu a celý výstupní proud neprochází na výstup.

Vypočtenou nepřímou úměrnou závislost jakosti Q na zesílení A obvodu 1 je zachycena pro simulované hodnoty zesílení a teoreticky vypočtené na obr. 4.13. Pro názornost grafu byly dopočítány hodnoty jakosti obvodu 1 Q při zvyšování zesílení A dle simulovaných hodnot zesílení A . Výpočet vychází z rovnice 4.3, kde jsou kapacitory a vodivosti konstanty a přeladění se provádí pomocí zesílení A .



Obr. 4.13: Závislost teoretické a ze simulací vypočtené jakosti obvodu Q na nastaveném proudovém zesílení A prvku DACA obvodu 1 přenosových funkcí $K_{L_{PP2}}$

Vypočtené hodnoty ze simulací vychází z tab. 4.2, kde jsou hodnoty jakosti obvodu Q dopočteny z odsimulovaných charakteristik $K_{L_{PZ1}}$, je zřejmé, že nejvíce se hodnoty jakostí liší u nastaveného nejmenšího zesílení $A = 1$ a tím tedy u nejvyšší jakosti obvodu. Podobného výsledku dosahují hodnoty jakosti obvodu 1 Q pro odečtené hodnoty ze simulovaných charakteristik přenosové funkce $K_{L_{PP2}}$, které lze nalézt v tab. 4.3 a to opět pro modely třetí úrovně. Pro zvýšení jakosti Q tohoto obvodu by bylo možné přidat další prvek DACA do smyčky (4), což se ale dle simulovaných charakteristik vyústí v razantně snižující se přenos.

Tab. 4.2 : Dopočtená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{L_PZ1} za použití modelů třetí úrovně

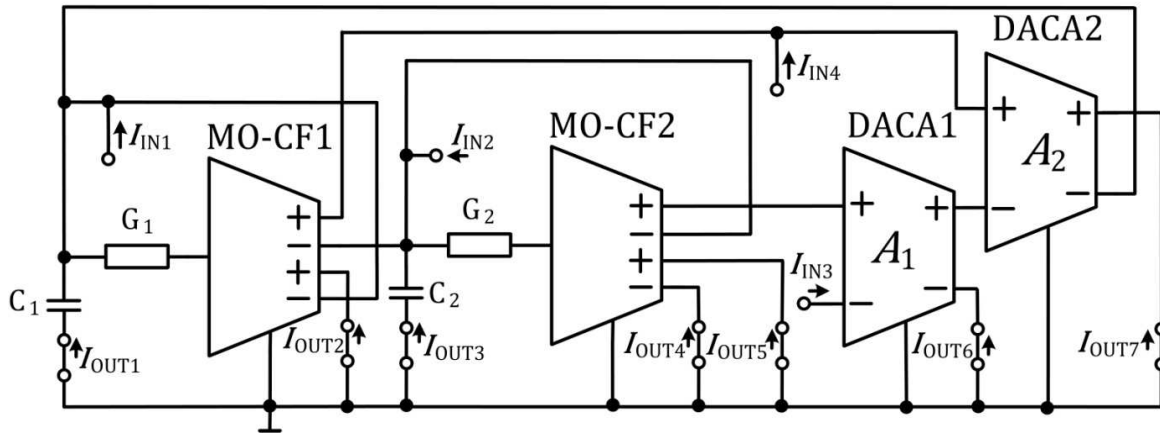
A [-]	B_2 [MHz]	B_1 [MHz]	f_m [MHz]	$B=B_2-B_1$ [MHz]	Q [-]
100	1,609879	0,546088	0,946289	1,063791	0,8895
54	1,284964	0,692086	0,946289	0,592879	1,5961
27	1,119312	0,800013	0,946289	0,319299	2,9636
9	1,018573	0,883190	0,946289	0,135383	6,9897
1	0,975014	0,922646	0,946289	0,052369	18,0698

Tab. 4.3 : Dopočtená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{L_PP2} za použití modelů třetí úrovně

A [-]	B_2 [MHz]	B_1 [MHz]	f_m [MHz]	$B=B_2-B_1$ [MHz]	Q [-]	K_{fm} [dB]
100	1,606180	0,567866	0,955037	1,038314	0,9198	-0,4267
54	1,287924	0,701704	0,950653	0,586220	1,6217	-0,7754
27	1,119312	0,801855	0,948469	0,317457	2,9877	-1,4886
9	1,035106	0,863106	0,948469	0,172001	5,5143	-3,8759
1	0,975014	0,922646	0,914195	0,052369	17,4569	-15,6386

Charakteristická rovnice CE toho M-C grafu bude mít tvar rovnice (4.12)

$$\begin{aligned} \Delta = & V - S_1^{(1)}V_1^{(1)} - S_1^{(2)}V_1^{(2)} - S_1^{(3)}V_1^{(3)} - S_1^{(4)}V_1^{(4)} + S_2^{(1-2)}V_2^{(1-2)} + \\ & S_2^{(2-4)}V_2^{(2-4)} = (\mathbf{p}C_1 + G_1) \cdot (\mathbf{p}C_2 + G_2) - G_1(\mathbf{p}C_2 + G_2) - G_2(\mathbf{p}C_1 + G_1) - \\ & (-G_1G_2A_1A_2) - (-G_1A_2)(\mathbf{p}C_2 + G_2) + G_1G_2 + (-G_2G_1A_2) = \mathbf{p}^2C_1C_2 + \\ & \mathbf{p}C_1G_2 + \mathbf{p}C_2G_1 + G_1G_2 - \mathbf{p}C_2G_1 - G_1G_2 - \mathbf{p}C_1G_2 - G_1G_2 + A_1A_2G_1G_2 + \\ & A_2G_1G_2 + G_1G_2 - A_2G_1G_2 = A_1A_2G_1G_2 + \mathbf{p}A_2C_2G_1 + \mathbf{p}^2C_1C_2 \end{aligned} \quad (4.12)$$



Obr. 4.15: Schematické zapojení zkoumaného obvodu 2 s naznačenými výstupy a vstupy

Charakteristický kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q zjistíme dosazením do umocněných rovnic (3.4a) a (3.4b) při dodržení, že volíme parametry zesílení stejně, tedy $A = A_1 = A_2$ pak vypočteme

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = A \sqrt{\frac{G_1G_2}{C_1C_2}} \Rightarrow G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{A^2 G_2}, \quad (4.13)$$

$$Q^2 = \frac{b_0 b_2}{b_1^2} = \frac{A^2 G_1 G_2 C_1 C_2}{A^2 C_2^2 G_1^2} = \frac{G_2 C_1}{C_2 G_1} \Rightarrow Q^2 = \frac{G_2 C_1}{C_2} \frac{A^2 G_2}{\omega_0^2 C_1 C_2} = \frac{A^2 G_2^2}{\omega_0^2 C_2^2} \Rightarrow Q = \frac{A G_2}{\omega_0 C_2}, \quad (4.14)$$

$$Q = \frac{A G_2}{\omega_0 C_2} \Rightarrow G_2 = \frac{Q \omega_0 C_2}{A}, \quad (4.15)$$

$$G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2}{A^2 G_2} \Rightarrow G_1 = \frac{\omega_0^2 C_1 C_2 A}{A^2 Q \omega_0 C_2} = \frac{\omega_0 C_1}{Q A}. \quad (4.16)$$

Z rovnic (4.13) a (4.16) jsou dopočteny nezávisle na sobě vodivosti G_1 a G_2 . Pro zvolené $C_1 = 470$ pF, $C_2 = 470$ pF, $f_0 = 0,5$ MHz, $A = 1$ a $Q = 0,707$ (Butterwortova aproximace) vychází $G_1 = 2,0885E-3$ S, tedy $R_1 = 479 \Omega$ a $G_2 = 1,0439E-3$ S což je $R_2 = 958 \Omega$. V rovnici

(4.13) se vyskytuje nezávislý parametr A , který je přímo úměrný charakteristickému kmitočtu ω_0 . Počáteční volba charakteristického kmitočtu f_0 je důležitá, protože od této hodnoty se pak zvyšuje charakteristický kmitočet f_0 v závislosti na hodnotě zesílení A . Jestliže budeme budít zdroje proudu do jednotlivých uzlů, které jsou naznačeny na obr. 4.15 a odebírat následně z uvedených smyček výstupní proud, můžeme pak čitatele přenosových funkcí zapsat do tab. 4.4, která je následně uvedena.

Tab. 4.4 : Čitatele přenosových funkcí zkoumaného obvodu 2

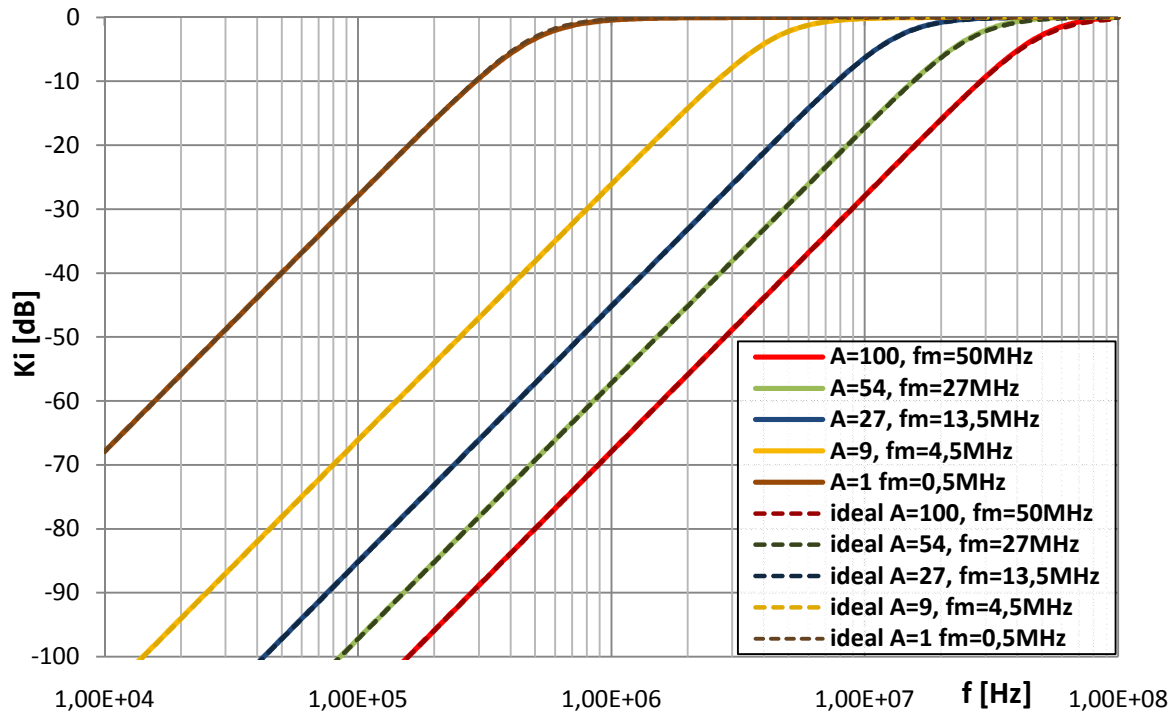
		proudové výstupy						
		I_{OUT1}	I_{OUT2}	I_{OUT3}	I_{OUT4}	I_{OUT5}	I_{OUT6}	I_{OUT7}
proudové vstupy	I_{IN1}	$-p^2 C_1 C_2$	$p C_2 G_1$	$-p C_2 G_1$	$-G_1 G_2$	$G_1 G_2$	$A_1 G_1 G_2$	$-A_1 A_2 G_1 G_2$ $-p A_2 C_2 G_1$
	I_{IN2}	$p A_1 A_2 C_1 G_2$	$-A_1 A_2 G_2 G_1$	$p A_2 G_1 C_2$ $-p^2 C_1 C_2$	$-A_2 G_1 G_2$ $-p G_2 C_1$	$A_2 G_1 G_2$ $p G_2 C_1$	$A_1 A_2 G_1 G_2$ $+p A_1 G_2 C_1$	$-p A_1 A_2 C_1 G_2$
	I_{IN3}	$p^2 A_1 A_2 C_1 C_2$	$-p A_1 A_2 G_1 C_2$	$p A_1 A_2 G_1 C_2$	$A_1 A_2 G_1 G_2$	$-A_1 A_2 G_1 G_2$	$p A_1 A_2 G_1 C_2$ $+p^2 A_1 C_2 G_1$	$-p^2 A_1 A_2 C_1 C_2$
	I_{IN4}	$p^2 A_2 C_1 C_2$	$p A_2 C_2 G_1$	$-p A_2 C_2 G_1$	$-A_2 G_1 G_2$	$A_2 G_1 G_2$	$A_1 A_2 G_1 G_2$	$p^2 A_2 C_1 C_2$

Ve výše uvedené tabulce můžeme nalézt více odlišných přenosových funkcí vytvářející filtrační funkce. Z pohledu využitelnosti obvodu je ale žádoucí, aby čitatele přenosových funkcí byly stejné, jako jsou členy v charakteristické rovnici CE daného obvodu a to proto, aby bylo dosaženo vždy jednotkového přenosu v propustném pásmu. Pokud tuto podmínku nesplníme, pak se nám bude měnit přenos v závislosti na nastaveném zesílení A . Pokud se v čitateli přenosové funkce tento parametr vyskytuje a ve jmenovateli obsažen není a nezkrátí se, pak se přenos bude měnit v závislosti na nastaveném parametru. Využitelné přenosové funkce jsou:

$$K_{I_HP1} = \frac{I_{O1}}{I_{IN1}} = \frac{-p^2 C_1 C_2}{CE}, \quad K_{PP1} = \frac{I_{O2}}{I_{IN1}} = \frac{p G_1 C_2}{CE}, \quad K_{I_PP2} = \frac{I_{O3}}{I_{IN1}} = \frac{-p G_1 C_2}{CE},$$

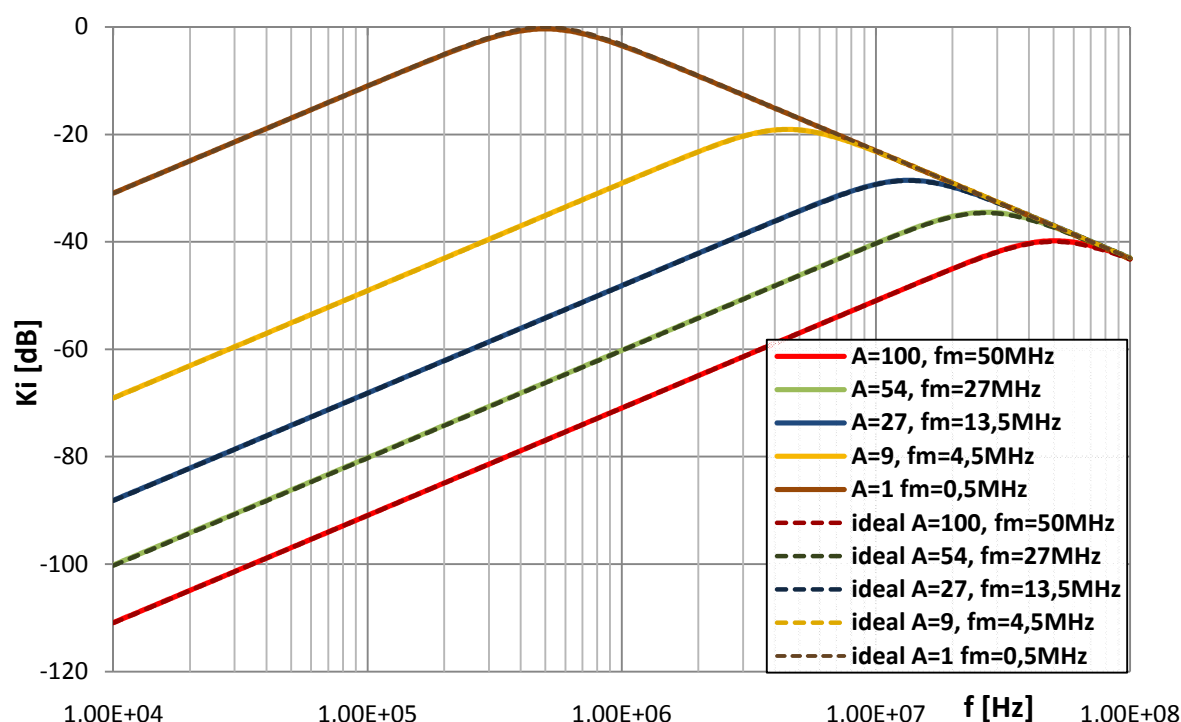
$$\begin{aligned}
 K_{PP3} &= \frac{I_{O1}}{I_{IN2}} = \frac{pA_1A_2C_1G_2}{CE}, K_{I_PP4} = \frac{I_{O2}}{I_{IN3}} = \frac{-pA_1A_2G_1C_2}{CE}, K_{PP5} = \frac{I_{O3}}{I_{IN3}} = \frac{pA_1A_2G_1C_2}{CE}, \\
 K_{PP6} &= \frac{I_{O2}+I_{O6}}{I_{IN2}} = \frac{pA_1G_2C_1}{CE}, K_{PP7} = \frac{I_{O2}}{I_{IN4}} = \frac{pA_2G_1C_2}{CE}, K_{I_DP1} = \frac{I_{O4}}{I_{IN1}} = \frac{-G_1G_2}{CE}, \\
 K_{DP2} &= \frac{I_{O5}}{I_{IN1}} = \frac{G_1G_2}{CE}, K_{DP3} = \frac{I_{O6}}{I_{IN1}} = \frac{A_1G_1G_2}{CE}, K_{I_DP4} = \frac{I_{O2}}{I_{IN2}} = \frac{I_{O5}}{I_{IN3}} = \frac{-A_1A_2G_1G_2}{CE}, \\
 K_{DP5} &= \frac{I_{O4}}{I_{IN3}} = \frac{I_{O6}}{I_{IN4}} = \frac{A_1A_2G_1G_2}{CE}, K_{DP6} = \frac{I_{O5}}{I_{IN4}} = \frac{A_2G_1G_2}{CE}. \quad (4.17)
 \end{aligned}$$

Rovnice přenosových funkcí (4.17) můžeme porovnat s charakteristickou rovnicí CE (4.11) toho zkoumaného obvodu 2, a pokud tyto rovnice srovnáme, je zřejmé, že jednotkový přenos s možným nastavením parametrů A_1 a A_2 , které následně přeladíme společně, takže je možné tyto výrazy nahradit jedním parametrem A je u přenosových funkcí K_{I_HP1} , K_{PP7} , K_{I_DP4} a K_{DP5} , která má inverzní přenos vůči K_{I_DP4} . Přenosová funkce K_{PP6} bude mít přenos konstantní, ale ne jednotkový jelikož má jiné indexy u kapacitoru a vodivosti než, je tomu u přenosové funkce CE. Jednotkový přenos by byl, kdyby vyšly při výpočtu shodně oba kapacitory a vodivosti. Zkoumaný obvod 2 byl následně simulován s modelem prvků první úrovně, které jsou označeny v grafech přenosových funkcí jako ideal a u modelů třetí úrovně pak pomocí zesílení A a charakteristického kmitočtu ω_0 . Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce

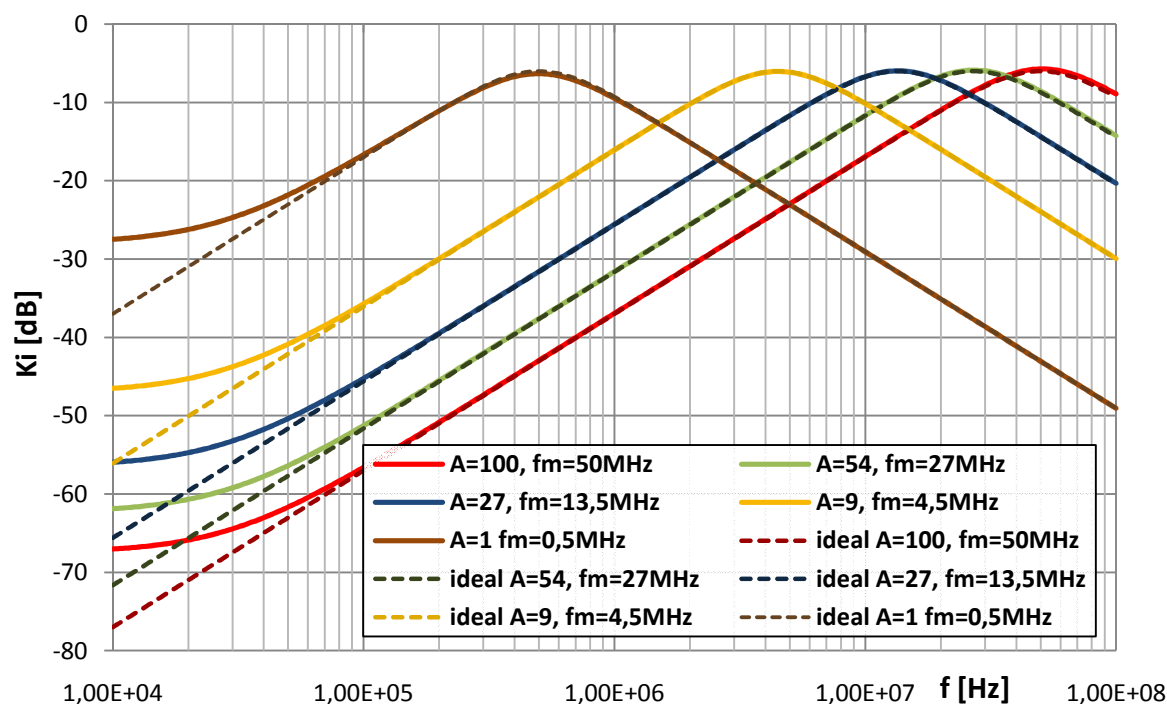


Obr. 4.16: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_HP1} obvodu 2

$K_{L_{HP1}}$ je u obou použitých modelů první a třetí úrovně stejná, což značí dobrý předpoklad pro reálné použití. Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} má přenos při nastaveném parametru zesílení $A = 1$ roven jedné, ale při jeho změně se přenos následně

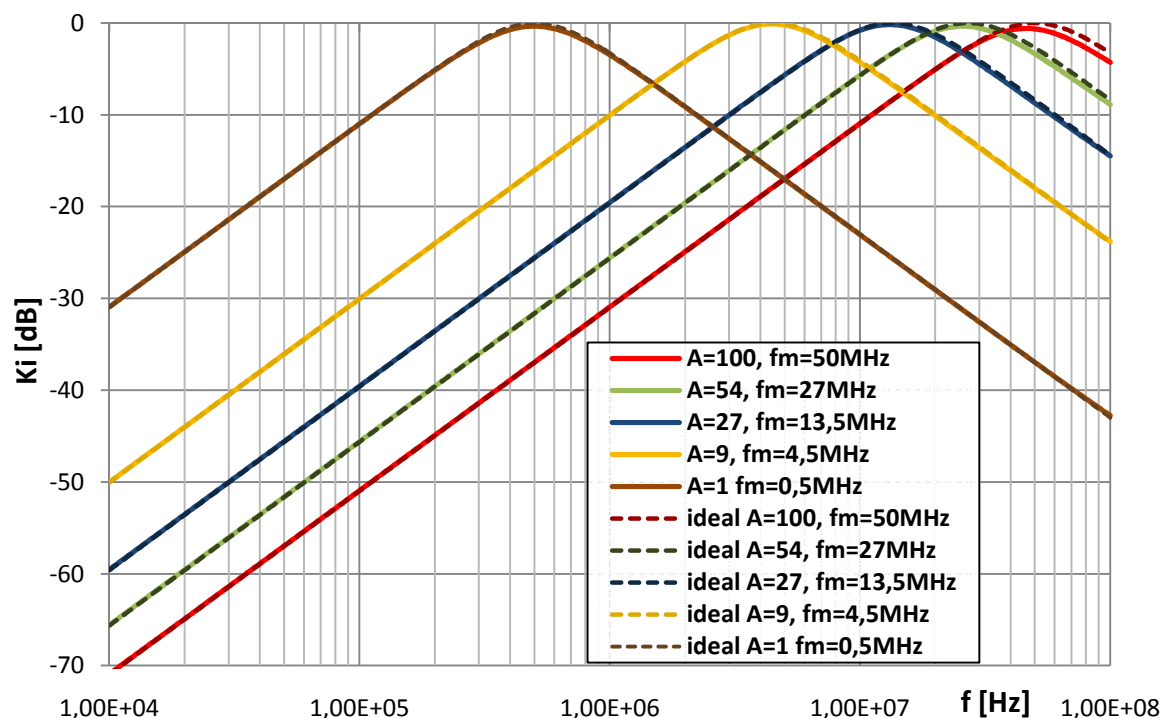


Obr. 4.17: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 2

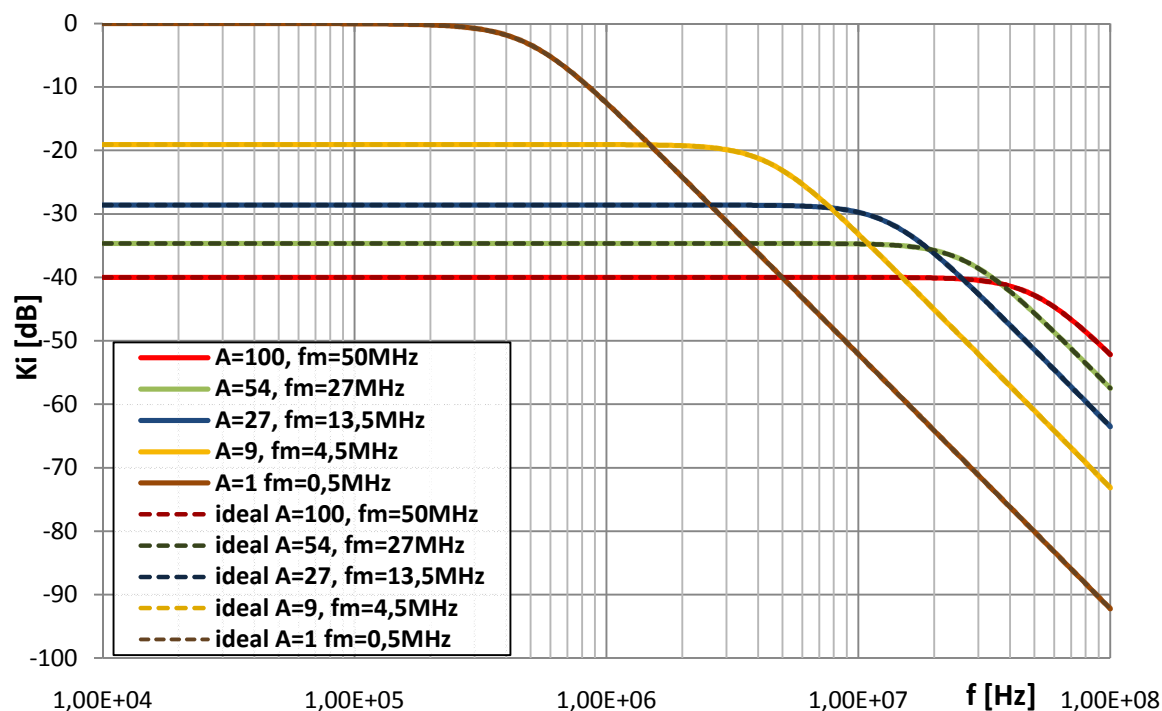


Obr. 4.18: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP6} obvodu 2

snižuje dle předchozího předpokladu při stejném průběhu charakteristik obou použitých modelů, což naznačuje dobrý výsledek simulace. Přenosová funkce K_{PP6} již má přenos stejný, ale nerovný jedné, což bylo rozebráno výše. Na nízkých kmitočtech model třetí úrovně vykazuje zvyšující se přenos a nedodrží tedy požadovaný pokles 20 dB/dek. Žádaný průběh

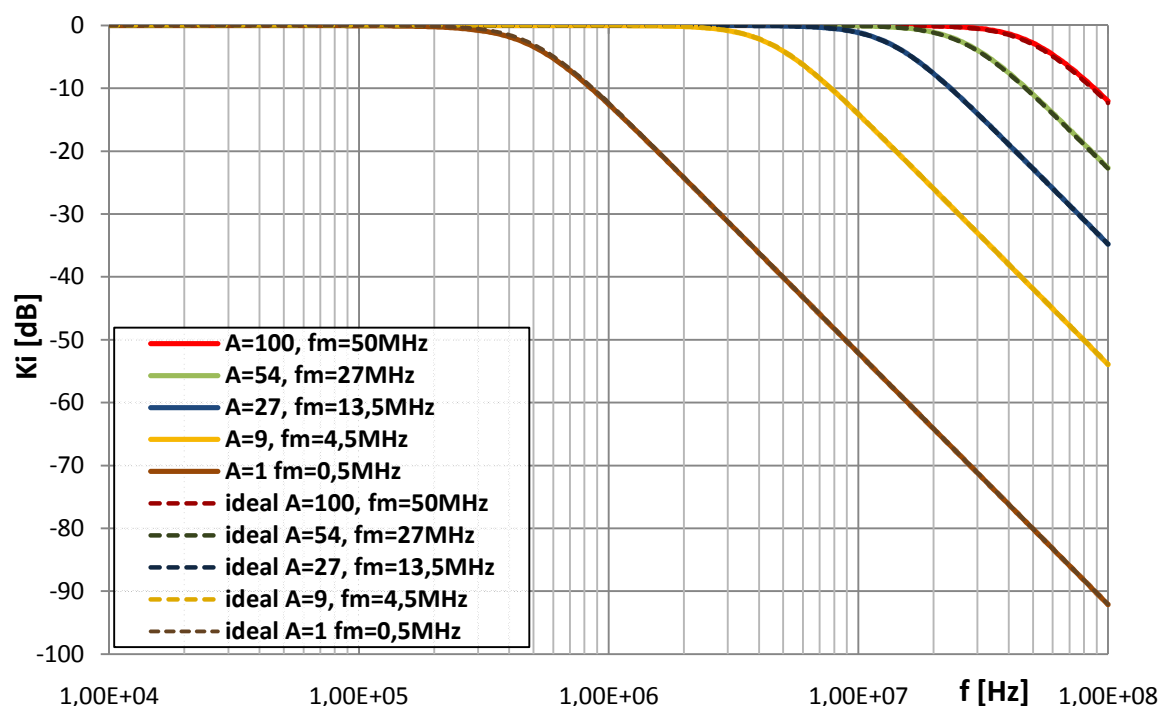


Obr. 4.19: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP6} obvodu 2



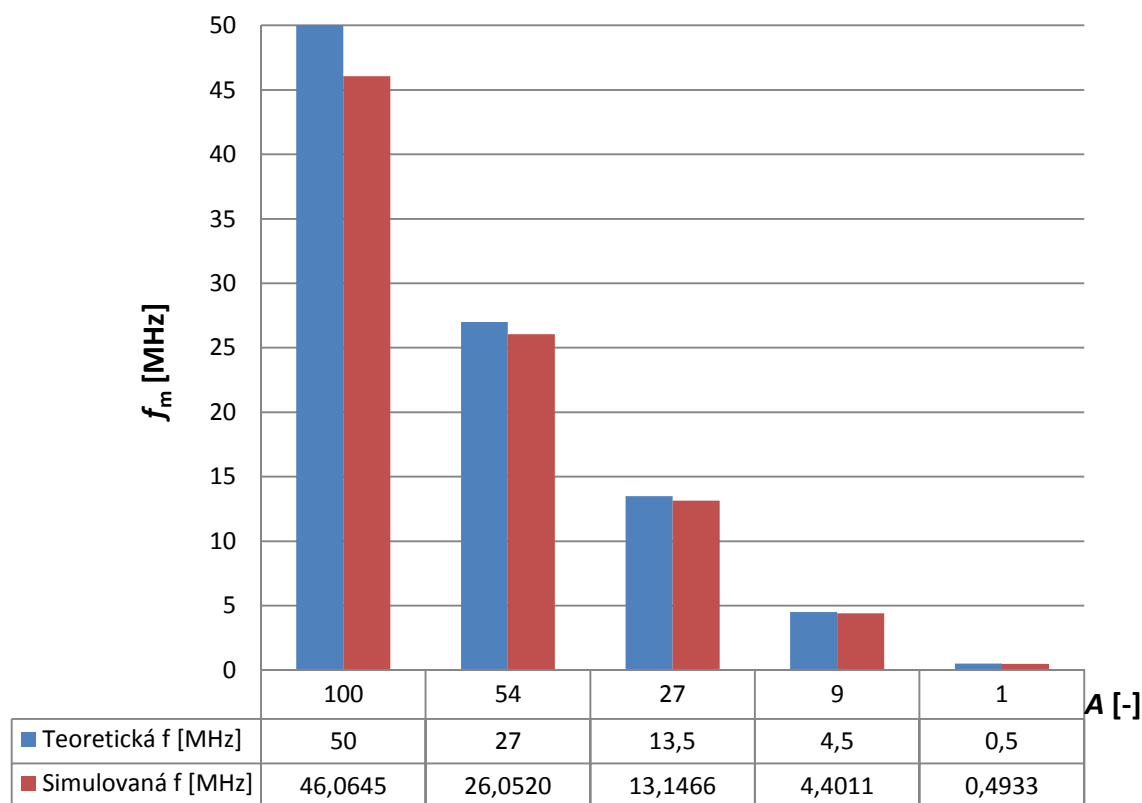
Obr. 4.20: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{DP3} obvodu 2

funkce pásmové propusti plní až přenosová funkce K_{PP7} , která již má stálost poklesu ve všech kmitočtových dekádách a při změnách zesílení A se neprojevuje snižujícím se přenosem. Průběhy přenosových funkcí dolních propustí K_{DP3} a K_{I_DP4} mají podobně průběhy, až na snižující se přenos u přenosové funkce K_{I_DP4} . Průběhy obou modulových kmitočtových charakteristik jsou jinak stálé i za použití modelu třetí úrovně, který má horší impedanční vlastnosti na vstupu i výstupu u obou aktivních prvků.



Obr. 4.21: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_DP4} obvodu 2

Z předchozích simulací lze vyčíst, že dodržet správný jednotkový přenos při změnách nezávislého parametru zesílení A není lehké a vyžaduje správný tvar čitatele a to takový jako je tomu ve jmenovateli, kde je charakteristická rovnice CE zkoumaného obvodu. Tyto podmínky z mnoha přenosových funkcí dodržují přenosové funkce K_{I_HP1} , K_{PP7} a K_{I_DP4} . Při reálném použití to nemusí většinou stačit a je potřebné ještě vhodně volit kapacitory tak, aby dopočítané vodivosti tvořili vhodný frekvenčně závislý dělič proudu, kterým by se měla uzavírat většina proudu. Přímá úměra mezi nastaveným proudovým zesílením A a charakteristickým kmitočtem obvodu f_0 dle rovnice (4.13) a dopočtených hodnot z přenosové funkce K_{PP7} je zachycena na obr. 4.22. Pro názornost byly odečteny hodnoty přenosu při mezním kmitočtu f_m obvodu 2 z přenosové funkce K_{PP7} při zvyšování zesílení A dle hodnot zesílení A použitých v předešlých simulacích a zaznamenány do tab. 4.5.



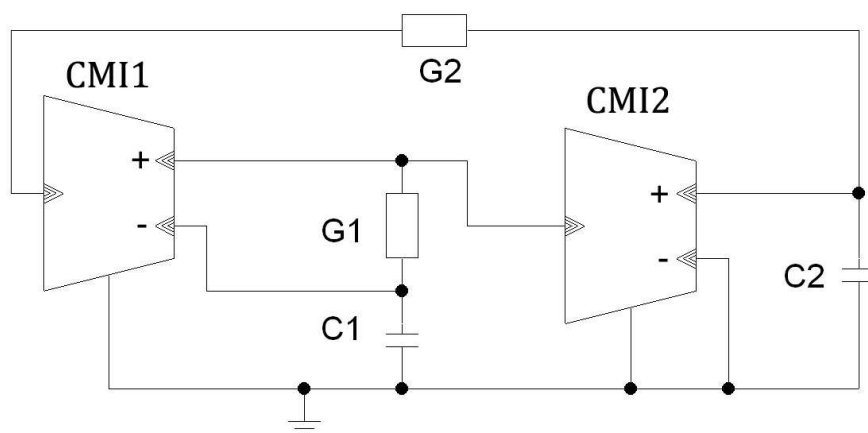
Obr. 4.22: Dopočtené hodnoty teoretického a simulovaného mezního kmitočtu f_m v závislosti na nastaveném proudovém zesílení A prvků DACA obvodu 2 přenosových funkcí K_{PP7}

Tab. 4.5 : Odečtený mezní kmitočet zkoumaného obvodu 2 z odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{PP7} za použití modelů třetí úrovně

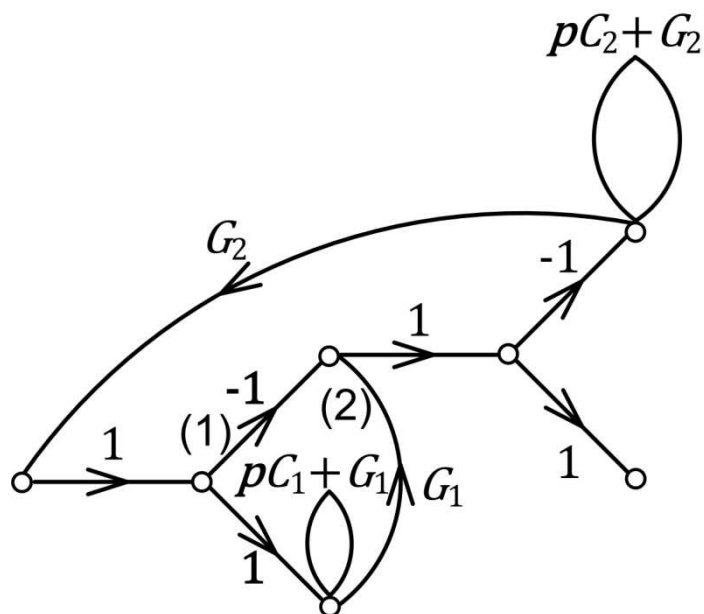
A	f_m [MHz]	K_{fm} [dB]
100	46,064497	-0,5948
54	26,052031	-0,3498
27	13,146553	-0,1948
9	4,401132	-0,1082
1	0,493253	-0,3655

4.3 Zkoumaný obvod 3 – úprava obvodu pro řízení charakteristického kmitočtu ω_0

M-C grafy signálových toků slouží také k analýze již navrženého obvodu, proto si již navržený multifunkční obvod analyzujeme. Vyberme si obvod 4.4 z mé bakalářské práce [16], který je navržen metodou autonomního obvodu. Navržená obvodová struktura autonomního obvodu je zachycena na obr. 4.23 a analyzovaný M-C graf pak překreslíme do obr. 4.24 pomocí pravidel stanovených v kapitole 3.1.2. Charakteristickou rovnici CE tohoto obvodu pak zapíšeme dle pravidel uvedených v kapitole 3 do rovnice (4.18).



Obr. 4.23: Analyzovaný autonomní obvod

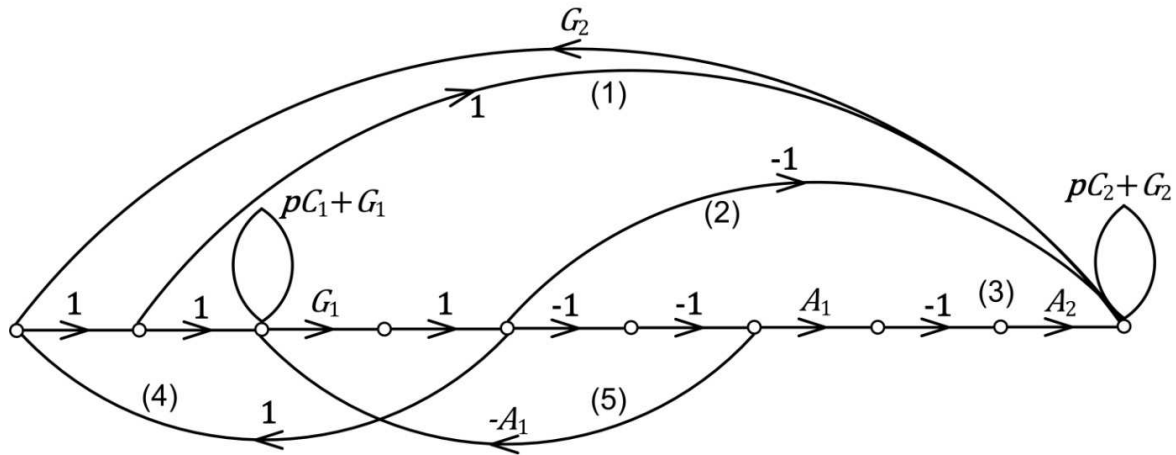


Obr. 4.24: M-C graf analyzovaného autonomního obvodu

$$\begin{aligned}\Delta &= V - S_1^{(1)}V_1^{(1)} - S_1^{(2)}V_1^{(2)} = (\mathbf{p}C_1 + G_1) \cdot (\mathbf{p}C_2 + G_2) - G_1(\mathbf{p}C_2 + G_2) - \\ &G_2(\mathbf{p}C_1 + G_1) - (-G_1G_2) = \mathbf{p}^2C_1C_2 + \mathbf{p}C_1G_2 + \mathbf{p}C_2G_1 + G_1G_2 - \mathbf{p}C_1G_2 - \\ &G_1G_2 - \mathbf{p}C_1G_2 + G_1G_2 = G_1G_2 + \mathbf{p}C_2G_1 + \mathbf{p}^2C_1C_2\end{aligned}\quad (4.18)$$

$$\mathbf{C}\mathbf{E} = G_1G_2A_1A_2 + \mathbf{p}A_1C_2G_1 + \mathbf{p}^2C_1C_2 = 0 \quad (4.19)$$

Abychom dosáhli řízení charakteristického kmitočtu ω_0 , bude opět nutné vyrušit nepotřebné členy charakteristické rovnice (4.18), které nejsou obsaženy v rovnici (4.19), a která má vhodný tvar pro řízení charakteristického kmitočtu ω_0 . To provedeme pomocí orientované smyčky (4). Ta je zakreslena ve výsledném M-C grafu toho obvodu na obr. 4.25. Další orientované smyčky slouží pro zavedení ostatních členů do charakteristické rovnice nebo pro zpětné vazby, které jsou nutné k vyrušení dalších nepotřebných členů a jsou důsledkem nově přidaných vazeb nutných k dosažení požadované charakteristické rovnice CE.

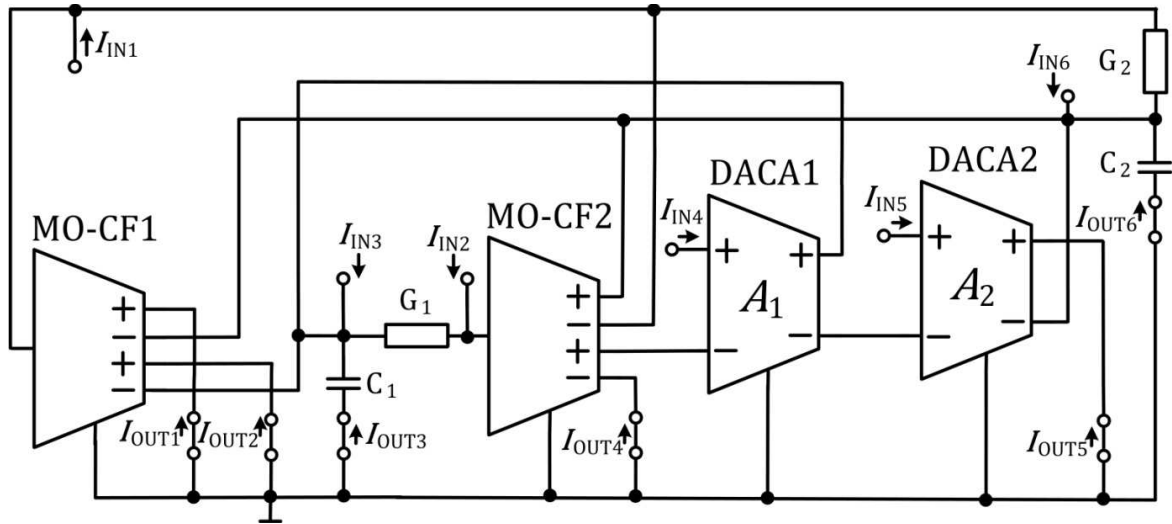


Obr. 4.25: Výsledný M-C graf analyzovaného autonomního obvodu – zkoumaný obvod 3

Charakteristickou rovnici M-C grafu obsahující pět orientovaných smyček zapíšeme

$$\begin{aligned}\Delta &= V - S_1^{(1)}V_1^{(1)} - S_1^{(2)}V_1^{(2)} - S_1^{(3)}V_1^{(3)} - S_1^{(4)}V_1^{(4)} - S_1^{(5)}V_1^{(5)} + S_2^{(1-5)}V_2^{(1-5)} \\ &= (\mathbf{p}C_1 + G_1) \cdot (\mathbf{p}C_2 + G_2) - G_2(\mathbf{p}C_1 + G_1) - (-G_1G_2) - (-G_1A_1A_2G_2) \\ &- G_1(\mathbf{p}C_2 + G_2) - (-G_1A_1)(\mathbf{p}C_2 + G_2) - (A_1G_1G_2) = \mathbf{p}^2C_1C_2 + \mathbf{p}C_1G_2 \\ &+ \mathbf{p}C_2G_1 + G_1G_2 - \mathbf{p}C_1G_2 - G_1G_2 + G_1G_2 + A_1A_2G_1G_2 - \mathbf{p}C_2G_1 - G_1G_2 + \\ &\mathbf{p}A_1C_2G_1 + A_1G_1G_2 - A_1G_1G_2 = A_1A_2G_1G_2 + \mathbf{p}A_1C_2G_1 + \mathbf{p}^2C_1C_2\end{aligned}\quad (4.20)$$

Navržený M-C graf nyní můžeme překreslit do schématu zapojení s jednotlivými prvky a jejich značkami, které najdeme s již naznačenými vstupy a výstupy na obr. 4.26. Při bližším prozkoumání toho obvodu si lze všimnout, že oba výstupy prvků DACA jsou využity a není tedy možné z výstupních svorek odebírat výstupní proud, čímž se můžeme připravit o některé přenosové funkce, což je kompenzováno ale nezávislou řiditelností charakteristického kmitočtu ω_0 toho obvodu.



Obr. 4.26: Schematické zapojení zkoumaného obvodu 3

Čitatele přenosové funkce jsou zaznamenány v tab 4.6. Obvod má celkem šest výstupních větví, z kterých lze odebírat výstupní proud, přičemž je možné proudové buzení do šesti uzlů. Přenosové funkce jsou ve většině případů složitějšího tvaru a netvoří tak mnoho přenosových funkcí požadovaného tvaru koeficientů charakteristické rce. 4.20, které by při změně parametrů zesílené A_1 a A_2 přelad'ovaly pouze charakteristický kmitočet ω_0 se současným zachováním jednotkového přenosu. Přenosové funkce toho obvodu zapíšeme ve tvaru

$$\begin{aligned}
 K_{I_HP1} &= \frac{I_{O3}}{I_{IN3}} = \frac{-p^2 C_1 C_2}{CE}, \quad K_{I_HP2} = \frac{I_{O5}}{I_{IN4}} = \frac{-p^2 A_1 A_2 C_1 C_2}{CE}, \quad K_{HP3} = \frac{I_{O6}}{I_{IN4}} = \\
 &= \frac{p^2 A_1 A_2 C_1 C_2}{CE}, \quad K_{PP1} = \frac{I_{O4}}{I_{IN3}} = \frac{p G_1 C_2}{CE}, \quad K_{I_PP2} = \frac{I_{O5}}{I_{IN3}} = \frac{-p A_1 A_2 G_1 C_2}{CE}, \quad K_{PP3} = \frac{I_{O6}}{I_{IN3}} = \\
 &= \frac{p A_1 A_2 G_1 C_2}{CE}, \quad K_{I_PP4} = \frac{I_{O3}}{I_{IN5}} = \frac{-p A_2 G_2 C_1}{CE}, \quad K_{I_PP5} = \frac{I_{O3}}{I_{IN6}} = \frac{-p G_2 C_1}{CE}, \quad K_{DP1} = \frac{I_{O4}}{I_{IN5}} = \\
 &= \frac{A_2 G_1 G_2}{CE}, \quad K_{DP2} = \frac{I_{O4}}{I_{IN6}} = \frac{G_1 G_2}{CE}, \quad K_{I_DP3} = K_{I_DP4} = \frac{I_{O5}}{I_{IN6}} = \frac{I_{O2} + I_{O4}}{I_{IN3}} = \frac{-A_1 A_2 G_1 G_2}{CE}, \\
 K_{I_PZ1} &= \frac{I_{O2} + I_{O3} + I_{O4}}{I_{IN3}} = \frac{-A_1 A_2 G_1 G_2 - p^2 C_1 C_2}{CE}, \\
 K_{I_FC} &= \frac{I_{O2} + I_{O3} + I_{O4} + I_{O6}}{I_{IN3}} = \frac{-A_1 A_2 G_1 G_2 + p A_1 A_2 G_1 C_2 - p^2 C_1 C_2}{CE}. \quad (4.21)
 \end{aligned}$$

Tab. 4.6: Čitatele přenosových funkcí zkoumaného obvodu 3

		proudové výstupy		
		I_{OUT1}	I_{OUT2}	I_{OUT3}
proudové vstupy	$I_{IN1}=I_{IN2}$	$G_1G_2+A_1G_1G_2$ $+p(G_1C_2+A_1G_1C_2+G_2C_1)$ $+p^2C_1C_2$	$-A_1A_2G_1G_2$ $-p(-G_1C_2+A_1A_2G_2C_1)$ $+p^2A_1C_1C_2$	$-A_1A_2G_1G_2$ $+pG_1C_2$
	I_{IN3}	$-pG_2C_1$ $-p^2C_1C_2$	$pA_1A_2G_2C_1$ $-p^2C_1C_2+p^2A_1C_1C_2$	$-p^2C_1C_2$
	I_{IN4}	G_1G_2 $+pG_1C_2$	pG_1C_2 $+p^2C_1C_2$	pG_1C_2
	I_{IN5}	$-A_1A_2G_1G_2$ $-pA_1A_2G_1C_2$	$-pA_1A_2G_1C_2$ $+p^2A_1A_2C_1C_2$	$-pA_1A_2G_1C_2$
	I_{IN6}	$-p(A_1G_1C_2-A_1A_2G_1C_2)$ $-p^2C_1C_2$	$pA_1A_2G_1C_2$ $+p^2A_1A_2C_1C_2$	$pA_1A_2G_1C_2$
		I_{OUT4}	I_{OUT5}	I_{OUT6}
proudové vstupy	$I_{IN1}=I_{IN2}$	$-A_1A_2G_1G_2$ $-p(A_1G_1C_2+A_1A_2G_2C_1)$	$A_2G_1G_2+A_1A_2G_1G_2$ $+pA_2G_2C_1$	$G_1G_2+A_1G_1G_2$ $+pG_2C_1$
	I_{IN3}	$pA_1A_2G_2C_1$ $+p^2A_1C_1C_2$	$-pA_2G_2C_1$	$-pG_2C_1$
	I_{IN4}	$-A_1A_2G_1G_2$ $-pA_1G_1C_2$	$A_2G_1G_2$	G_1G_2
	I_{IN5}	$-p^2A_1A_2C_1C_2$	$pA_1A_2G_1C_1$ $+p^2A_2C_1C_2$	$-A_1A_2G_1G_2$
	I_{IN6}	$p^2A_1A_2C_1C_2$	$-pA_1A_2G_1C_2$ $+p^2A_2C_1C_2$	$-pA_1G_1C_2$ $-p^2C_1C_2$

Charakteristický kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q zjistíme dosazením do umocněných rovnic (3.4a) a (3.4b) při dodržení, že volíme parametry zesílení stejně, tedy $A=A_1=A_2$ pak vypočteme

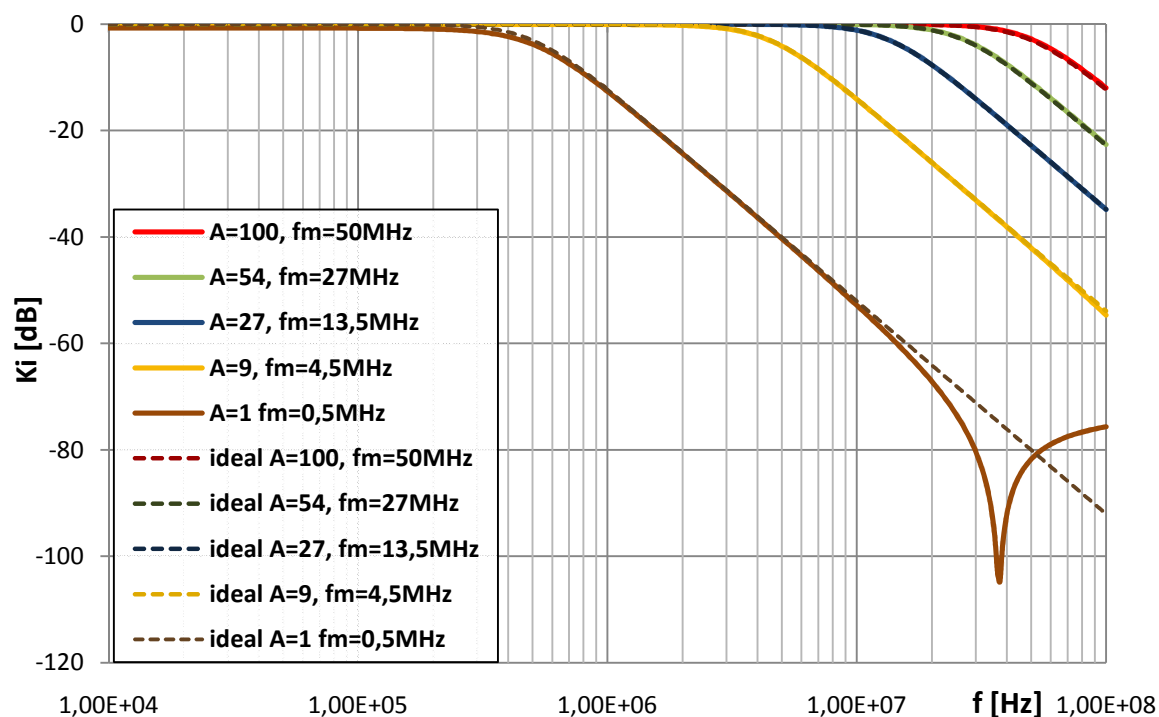
$$\omega_0 = A \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{G_2 C_1}{C_2 G_1}}. \quad (4.22)$$

Vybrané přenosové funkce byly podrobeny simulaci v programu OrCad za použití modelů první úrovně, které jsou značeny v legendách grafů značkou ideal a následně modelu úrovně třetí, který má k reálnému modelu blíže.

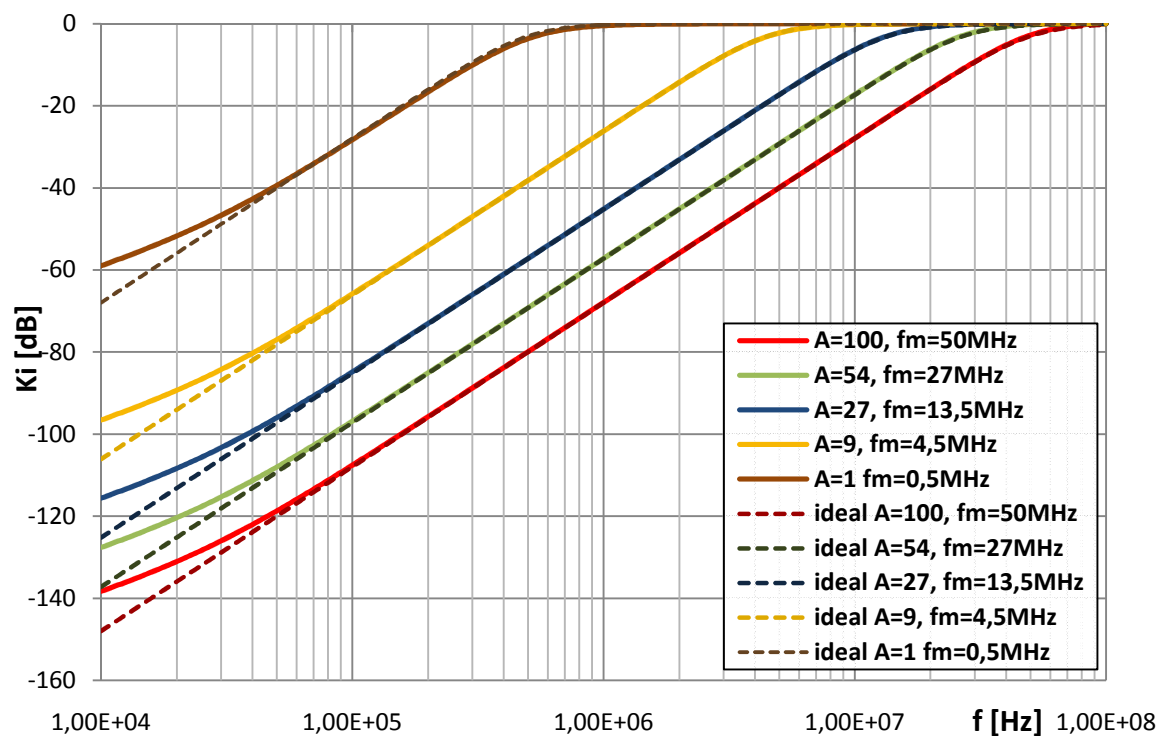
Přenosová funkce dolní propusti K_{L_DP4} odpovídající jednotkovému přenosu je naznačena na obr. 4.27. Jak lze vidět z přenosové funkce (4.21) její člen u komplexní proměnné p^0 odpovídá členu u charakteristické rovnice (4.20), což by na první pohled mohlo naznačovat jednotkový přenos, což ale u modelu třetí úrovně, kde jsou parazitní kapacity a indukčnosti nezaručí jednotkový přenos, ale je nutné vhodně zvolit kapacitory C_1 a C_2 , aby se přenos co nejvíce blížil jednotkovému a výstupní proud v tom případě tekla v co největší míře na výstupní svorku tohoto aktivního prvku. Jestliže zvolíme kapacitory $C_1 = 470$ pF a $C_2 = 470$ pF, $f_0 = 0,5$ MHz, $A = 1$ a $Q = 0,707$ (Butterwortova aproximace), pak dopočteme dle rovnic (4.22) $G_1 = 2,0885$ mS a $G_2 = 1,0439$ mS neboli $R_1 = 479$ Ω a $G_2 = 958$ Ω . Jednotlivé přenosy přenosové funkce K_{L_DP4} při různě zvolených kapacitorech a dopočtených vodivostech byly při kmitočtu 100 kHz a modelu třetí úrovně simulovány, odečteny a vypsány do tab. 4.7, z níž lze vyčíst, že nejnižší přenos je při volbě obou kapacitorů s hodnotou 470 pF.

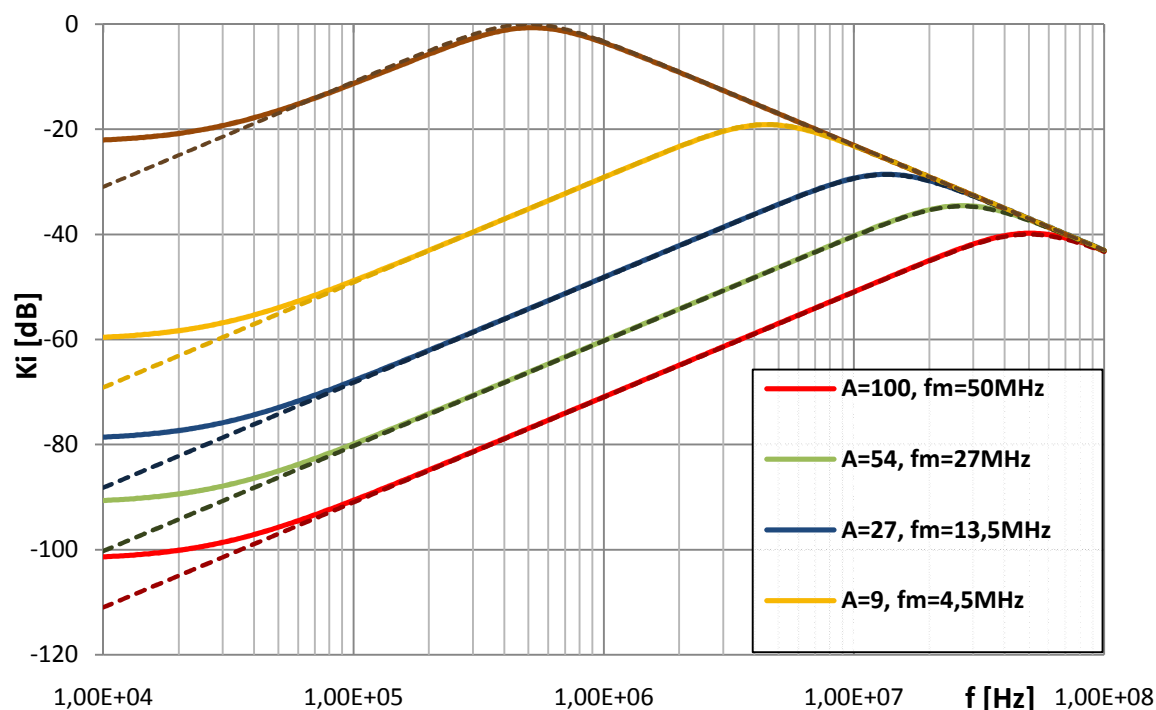
Tab. 4.7: Proudový přenos přenosové funkce K_{L_DP4} při kmitočtu $f = 100$ kHz a zesílení $A = 1$

C_1 [pF]	C_2 [pF]	K_{L_DP4} [dB]
470	470	-0,733
15	470	-11,22
470	15	-19,93
15	15	-16,53
100	100	-3,237
200	100	-3,021
100	200	-3,079


 Obr. 4.27: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce $K_{L,DP4}$ obvodu 3

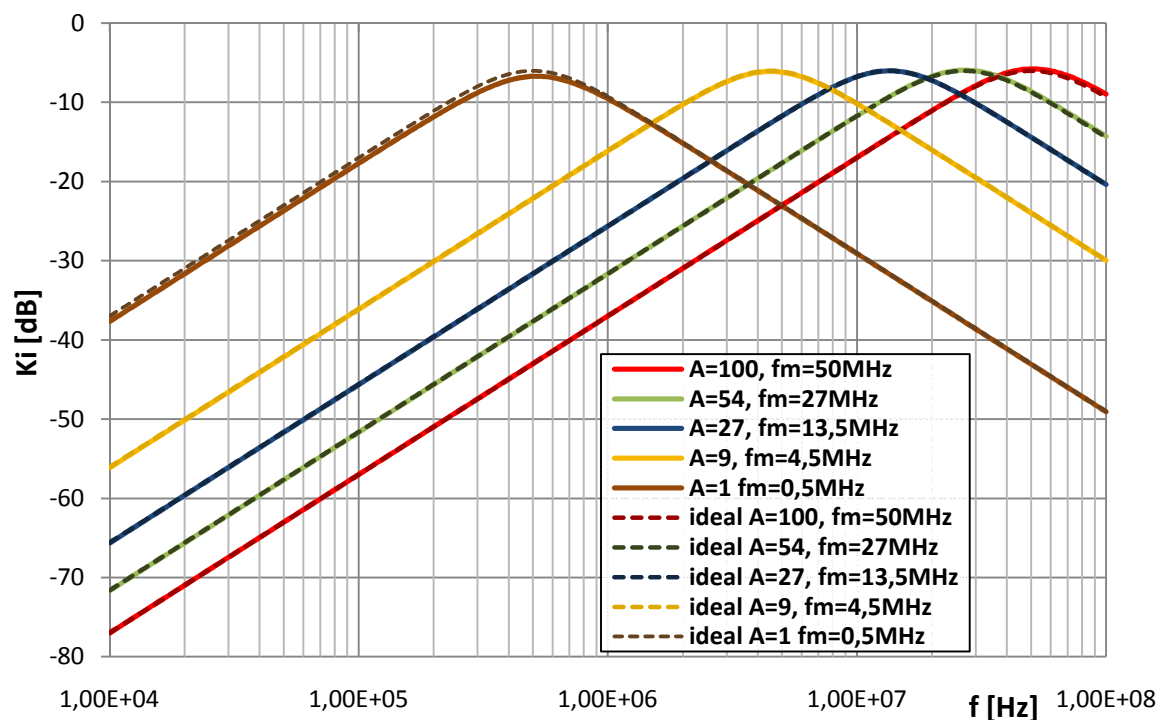
Jestliže srovnáme přenosové funkce horních propustí z rovnic (4.21) a charakteristickou rovnicí (4.20), tak pouze první přenosová funkce $K_{L,HP1}$, jejíž modulovou


 Obr. 4.28: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce $K_{L,HP1}$ obvodu 3

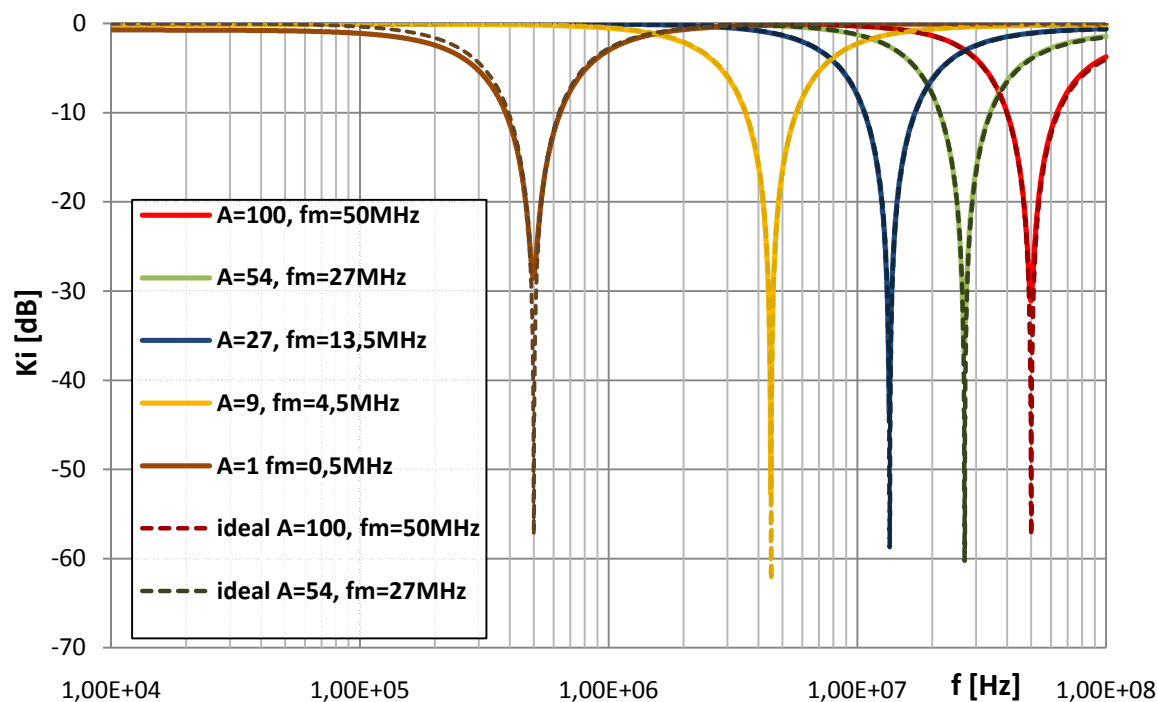
Obr. 4.29: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 3

kmitočtovou charakteristiku nalezneme na obr. 4.28, má stejný koeficient u komplexní proměnné p^2 a při změně parametru zesílení by měl být přenos konstantní, což se také potvrzuje. Na nižších kmitočtech lze v případě použití modelu třetí úrovně pozorovat menší nárůst proudového přenosu na dekádu. Z přenosových funkcí pásmových propustí nemá požadovaný tvar žádná z vypsanych rovnic přenosových funkcí (4.21). Nejvíce se tvaru blíží přenosová funkce K_{PP1} , která je zachycena obr. 4.29, v jejímž čitateli ale chybí parametr A , čímž se při změně charakteristického kmitočtu ω_0 bude přenos snižovat. U přenosové funkce $K_{L_{PP4}}$ viz obr. 4.30 již tento parametr nechybí, ale jsou zaměněny indexy kapacitoru a vodivosti vůči charakteristické rovnici, což i při stejně zvolených kapacitorech C_1 a C_2 nevedlo ke stejně dopočteným vodivostem G_1 a G_2 a přenos tím tedy jednotkový nebude, ale za to bude mít konstantní hodnotu.

Přenosová funkce pásmové zádrže $K_{L_{PZ1}}$ z rovnice (4.21) je složena z výstupů I_{O2} , I_{O3} a I_{O4} . Jednotlivé přenosové funkce $K_{L_{PZ1}}$ při volbě parametru A jsou znázorněny na obr. 4.31. Při zvoleném parametru $A = 1$ je přenos na nižších kmitočtech dán přenosovou funkcí $K_{L_{DP4}}$, která nemá jednotkový přenos (viz tab. 4.7), jak je tomu v ideálním případě. Rovněž lze pozorovat, že přenos na charakteristickém kmitočtu ω_0 neklesne tak nízko jak při simulaci s modelem první úrovně, což dokazuje tab. 4.8. Na vyšších kmitočtech pak přenos odpovídá přenosové funkci $K_{L_{HP1}}$ a při vyšší volbě parametru zesílení A pak přenos klesá.



Obr. 4.30: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_PP4} obvodu 3

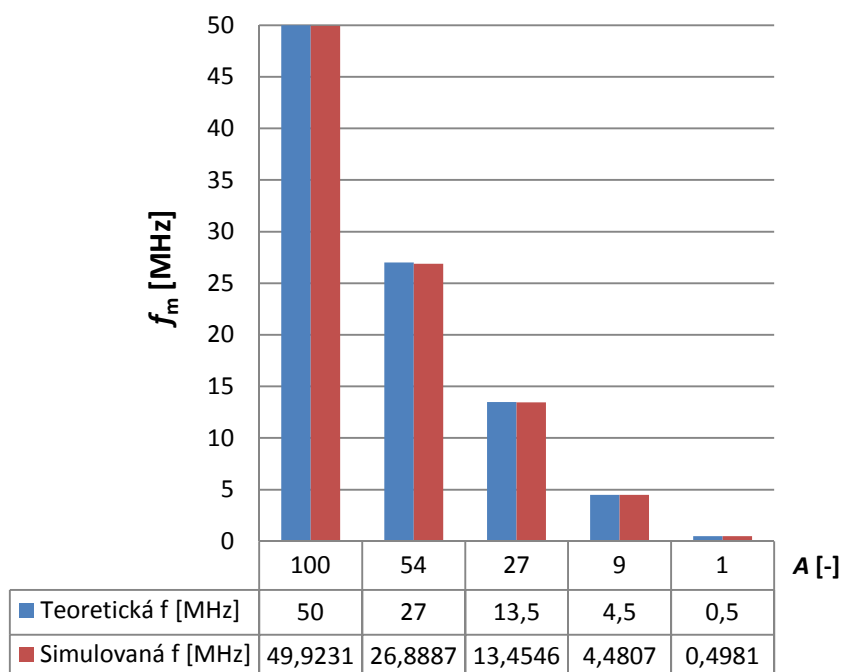


Obr. 4.31: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_PZ1} obvodu 3

Přenosová funkce fázovacího článku K_{I_FC} z rovnice (4.21) která je složena ze čtyř výstupů a ani tak, tato funkce nemá požadovaný tvar, jelikož se u koeficientu s komplexní

proměnou p navíc vyskytuje parametr A v porovnání s charakteristickou rovnicí (4.20), což se projeví jak na fázové, tak i na amplitudové kmitočtové charakteristice. Teoretická použitelnost této přenosové funkce je možná pouze při volbě parametru zesílení $A = 1$.

Teoretická závislost charakteristického kmitočtu f_0 na nastaveném parametru zesílení A je dle rovnice (4.22) přímo úměrná a její přímo úměrný charakter s hodnotami zesílení A , které byly použity v simulacích, je zachycen na obr. 4.32. V tomto obrázku můžeme porovnat teoretickou a ze simulací odečtenou hodnotu mezního kmitočtu. Hodnoty mezního kmitočtu f_m odečtené ze simulací jsou i při vysokých hodnotách nastaveného zesílení A téměř shodné s teoretickými.



Obr. 4.32: Vypočtená teoretická závislost charakteristického kmitočtu f_0 na nastaveném proudovém zesílení A prvků DACA obvodu 3 přenosových funkcí K_{I_PZ1}

Tab. 4.8 : Odečtené hodnoty proudového přenosu a mezního kmitočtu z odsimulovaných charakteristik obvodu 3 za použití modelů třetí úrovně přenosových funkcí K_{I_PZ1}

A	f_m [MHz]	K_{fm} [dB]
1	0,498084	-28,5735
9	4,480729	-52,6293
27	13,454610	-44,6362
54	26,888739	-36,9479
100	49,923118	-31,1102

4.4 Zkoumaný obvod 4 – modifikace obvodu 2 pro nezávislé řízení ω_0 a Q

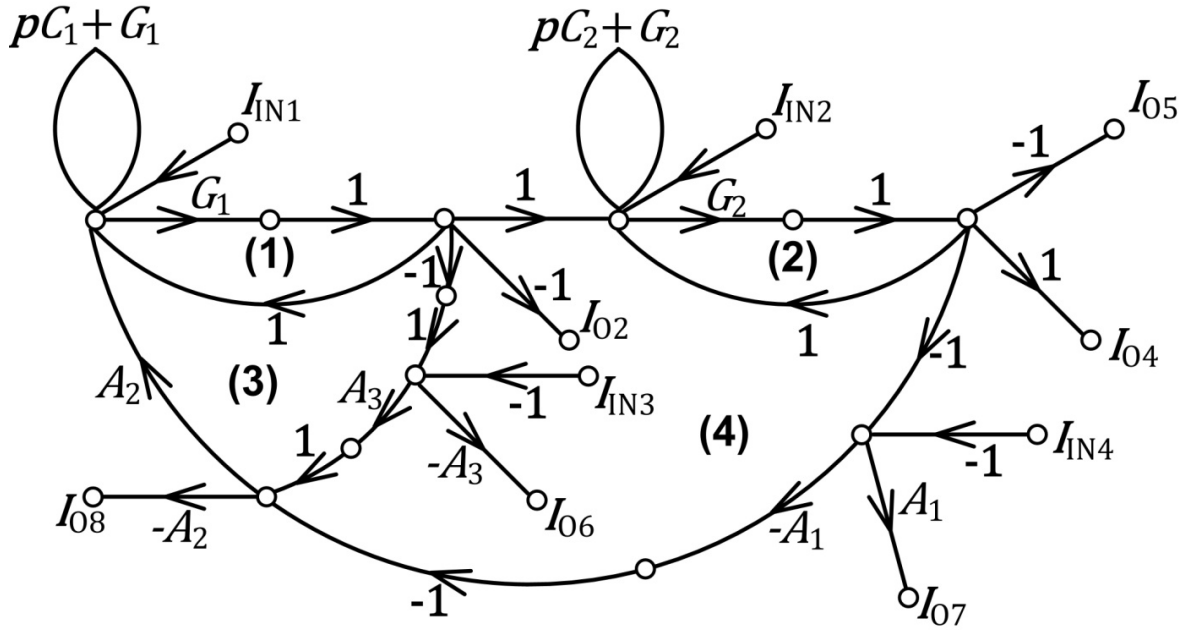
Pro návrh obvodu pro současné a nezávislé řízení parametrů ω_0 a Q vyjdeme z rovnic (3.9 – 3.12), ve kterých jsou charakteristické rovnice CE uvedeny. Jestliže tyto rovnice srovnáme s již navrženými obvody 1 - 3, lze vidět určitou podobnost těchto rovnic, a to především rovnice (4.23), s rovnicemi (4.11 a 4.19) CE zkoumaných obvodů 2 a 3. Modifikace obvodu bude spočívat v rozšíření rovnice (4.11) nebo (4.19) na výsledný tvar rovnice (4.23).

$$CE = G_1 G_2 A_1 A_2 + p A_2 A_3 C_2 G_1 + p^2 C_1 C_2 = 0 \quad (4.23)$$

Pro úpravu již navržených obvodů nám opět poslouží metoda M-C grafů signálových toků, u které je ihned vidět, jak moc musíme daný obvod upravit. Výsledné M-C grafy signálových toků zkoumaných obvodů 2 a 3 jsou uvedeny na obr. 4.11 a obr. 4.25. U M-C grafu obvodu 3 nelze jednoduše další prvek DACA s parametrem zesílení A_3 přidat, aniž bychom nemuseli provádět další úpravy, jelikož po přidání toho prvku do orientované smyčky (5) rozšíříme koeficient b_1 u komplexní proměnné p v CE na požadovaný tvar. Ostatní členy CE se nevyruší a v CE zůstanou jiné nepotřebné členy, které bychom museli následně dalšími zpětnými vazbami vyrušit, čímž se připravíme o výstupy obvodů a tím i o některé možné filtrační funkce. Po analyzování M-C grafu zkoumaného obvodu 2 je zřejmé, že pro získání tvaru CE rovnice (4.23) bude nutné zařadit prvek DACA s nastavitelným zesílením A_3 do orientované smyčky (4), čímž se rozšíří koeficient b_1 u komplexní proměnné p v CE na požadovaný tvar rovnice (4.23), a díky součinu nedotýkajících se smyček (2) a (4) se nám nepotřebné členy CE vyruší.

V rovnici (4.19) je v místě koeficientu b_1 u komplexní proměnné p namísto parametru zesílení A_2 parametr A_1 , což ale výsledné řízení neovlivní, protože budeme řídit f_0 pomocí parametrů $A_1 = A_2$ a v rovnici (3.10) dle kapitoly 3.2.3.2 se nám tyto parametry zkrátí. Výsledný M-C graf s naznačenými vstupy a výstupy je pak naznačen na obr. 4.33.

Výpočet charakteristické rovnice CE zkoumaného obvodu 4 vycházející z M-C grafu signálových toků uvedeném na obr. 4.33 pomocí Masonova pravidla je pak naznačen v rovnici (4.24).



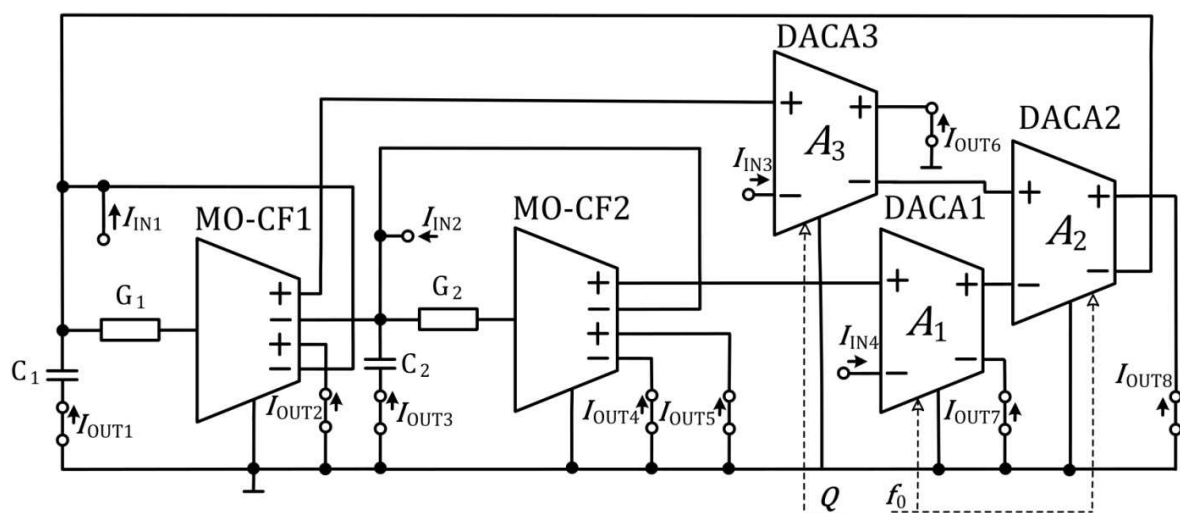
Obr. 4.33: Výsledný M-C graf zkoumaného obvodu 4

$$\begin{aligned}
 \Delta = & V - S_1^{(1)} V_1^{(1)} - S_1^{(2)} V_1^{(2)} - S_1^{(3)} V_1^{(3)} - S_1^{(4)} V_1^{(4)} + S_2^{(1-2)} V_2^{(1-2)} + \\
 & S_2^{(2-4)} V_2^{(2-4)} = (pC_1 + G_1) \cdot (pC_2 + G_2) - G_1(pC_2 + G_2) - G_2(pC_1 + G_1) - \\
 & (-G_1 G_2 A_1 A_2) - (-G_1 A_2 A_3)(pC_2 + G_2) + G_1 G_2 + (-G_2 G_1 A_2 A_3) = p^2 C_1 C_2 + \\
 & pC_1 G_2 + pC_2 G_1 + G_1 G_2 - pC_2 G_1 - G_1 G_2 - pC_1 G_2 - G_1 G_2 + A_1 A_2 G_1 G_2 + \\
 & pA_2 A_3 G_1 C_2 + A_2 A_3 G_1 G_2 + G_1 G_2 - A_2 A_3 G_1 G_2 = A_1 A_2 G_1 G_2 + pA_2 A_3 C_2 G_1 + \\
 & p^2 C_1 C_2
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Schéma obvodu, které vychází z předešlého M-C grafu je zakresleno na obr. 4.34, přičemž jsou ve schématu naznačeny všechny použité proudové vstupy a výstupy. Charakteristický kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q zjistíme dosazením do umocněných rovnic (3.4a) a (3.4b) při dodržení, že zvolíme parametry zesílení stejně, tedy $A=A_1=A_2$ pak vypočteme

$$\omega_0 = A \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A_3} \sqrt{\frac{G_2 C_1}{C_2 G_1}}. \tag{4.24}$$

Předešlé vztahy dokazují, že lze charakteristický kmitočet f_0 nezávisle přímo úměrně přeladovat pomocí parametru zesílení A nezávisle na jakosti obvodu Q , kterou lze nezávisle nepřímou úměrně řídit parametrem A_3 .


 Obr. 4.34: Schéma zkoumaného obvodu 4 pro současné a nezávislé řízení parametrů ω_0 a Q

 Tab. 4.9 : Čitatele přenosových funkcí zkoumaného obvodu 4 pro řízení parametrů ω_0 a Q

		proudové vstupy			
		I_{IN1}	I_{IN2}	I_{IN3}	I_{IN4}
proudové vstupy	I_{OUT1}	$-p^2 C_1 C_2$	$p A_1 A_2 C_1 G_2$	$p^2 A_2 A_3 C_1 C_2$	$p^2 A_1 A_2 C_1 C_2$
	I_{OUT2}	$p C_2 G_1$	$-A_1 A_2 G_2 G_1$	$-p A_2 A_3 G_1 C_2$	$-p A_1 A_2 C_2 G_1$
	I_{OUT3}	$-p C_2 G_1$	$-p A_2 A_3 G_1 C_2$	$p A_2 A_3 G_1 C_2$	$p A_1 A_2 C_2 G_1$
	I_{OUT4}	$-G_1 G_2$	$-A_2 A_3 G_1 G_2$	$A_2 A_3 G_1 G_2$	$A_1 A_2 G_2 G_1$
	I_{OUT5}	$G_1 G_2$	$A_2 A_3 G_1 G_2$	$-A_2 A_3 G_1 G_2$	$-A_1 A_2 G_2 G_1$
	I_{OUT6}	$-p A_3 G_1 C_2$	$A_1 A_2 A_3 G_1 G_2$	$-A_1 A_2 A_3 G_1 G_2$	$p A_1 A_2 A_3 C_2 G_1$
	I_{OUT7}	$A_1 G_1 G_2$	$A_1 A_2 A_3 G_1 G_2$	$-A_1 A_2 A_3 G_1 G_2$	$p A_1 A_2 A_3 G_1 C_2$
	I_{OUT8}	$-A_1 A_2 G_1 G_2$	$-p A_1 A_2 C_1 G_2$	$-p^2 A_2 A_3 C_1 C_2$	$-p^2 A_1 A_2 C_1 C_2$

Z tab. 4.9 lze porovnáním jednotlivých čítelů přenosových funkcí s charakteristickou rovnicí CE tohoto obvodu zjistit užitečné přenosové funkce pro přeladování, které lze vypsát do rovnice:

$$K_{I_HP1} = \frac{I_{O1}}{I_{IN1}} = \frac{-p^2 C_1 C_2}{CE}, \quad K_{I_PP1} = \frac{I_{O2}}{I_{IN3}} = \frac{-p A_2 A_3 G_1 C_2}{CE}, \quad K_{PP1} = \frac{I_{O3}}{I_{IN3}} = \frac{p A_2 A_3 G_1 C_2}{CE},$$

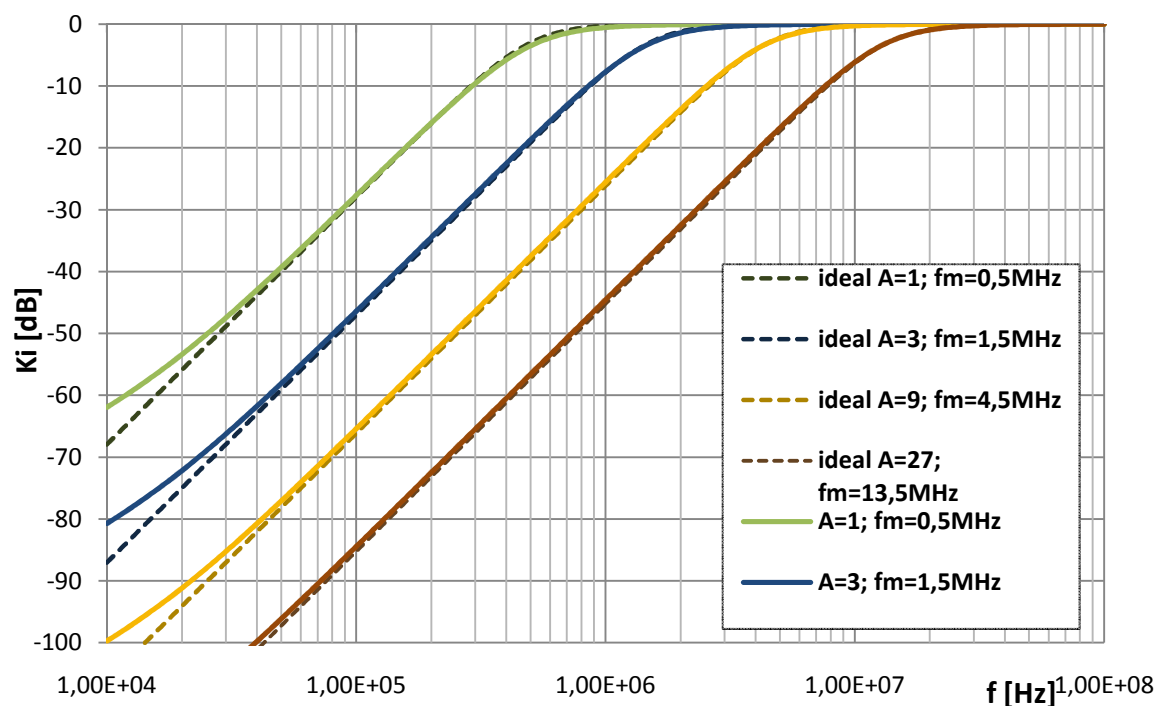
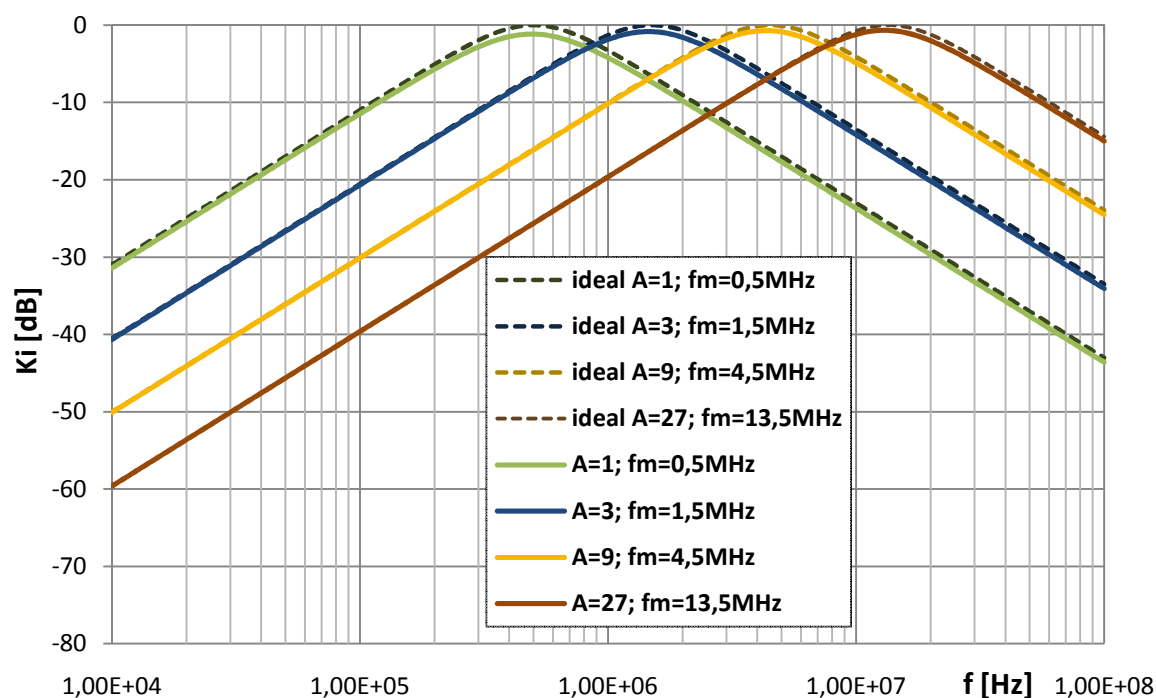
$$K_{I_DP1} = \frac{I_{O5}}{I_{IN4}} = \frac{-A_1 A_2 G_1 G_2}{CE}, \quad K_{I_DP1} = \frac{I_{O5}}{I_{IN4}} = \frac{-A_1 A_2 G_1 G_2}{CE}. \quad (4.25)$$

Numerický návrh obvodu je v tomto případě složitější, protože navrhujeme mezní kmitočet a současně i činitel jakosti tohoto filtru, které budeme současně a nezávisle přeladovat. Čím vyšší mezní kmitočet zvolíme, tím budou vycházet hodnoty rezistorů menší, a čím vyšší zvolíme jakost obvodu, tím klesne i hodnota rezistoru R_2 , zvýší se hodnota rezistoru R_1 a to v závislosti na vhodné volbě velikosti jednotlivých kapacitorů. Zvolme hodnoty kapacitorů $C_1 = 470$ pF, $C_2 = 22$ pF, činitel jakosti dle Butterworthovy aproximace $Q = 0,7071$, počáteční mezní kmitočet $f_0 = 0,5$ MHz a počáteční hodnoty parametrů zesílení pro přeladování pak $A = 1$ a $A_3 = 10$. Po vyjádření hodnot vodivostí z rovnic (4.24) a dopočtení z rovnic (4.26) jsou dopočítány hodnoty rezistorů $R_1 = 4789 \, \Omega$ a $R_2 = 2046 \, \Omega$.

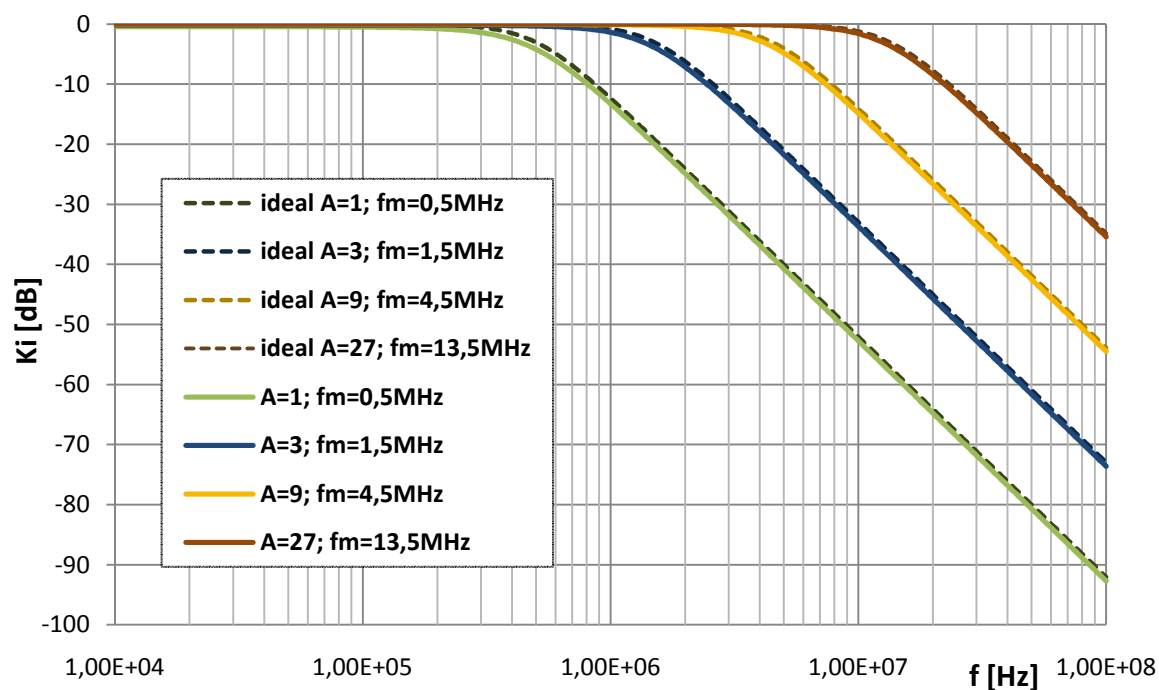
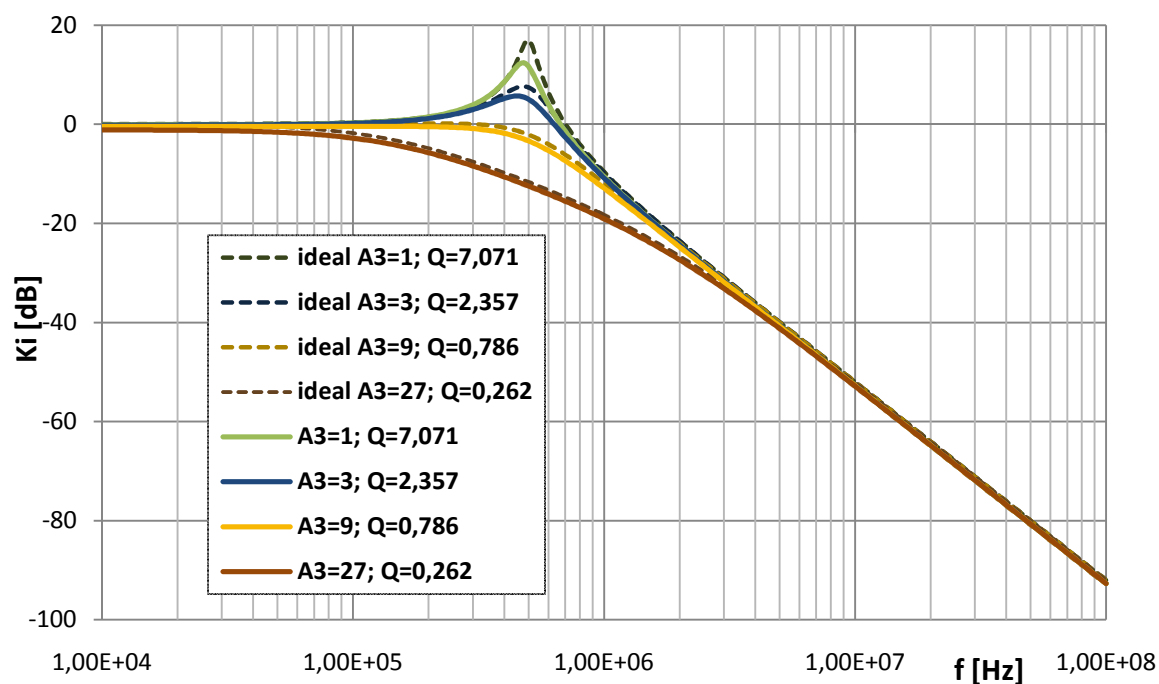
$$G_1 = \frac{\omega_0 C_1}{A Q A_3}, \quad G_2 = \frac{Q A_3 \omega_0 C_2}{A}. \quad (4.26)$$

Pro ověření toho zapojení v následujících simulacích byly pro zvolené hodnoty zesílení $A = \{1; 3; 9; 27\}$ dopočteny mezní kmitočty $f_0 = \{0,5; 1,5; 4,5; 13,5\}$ MHz a pro hodnoty zesílení $A_3 = \{1; 3; 9; 27\}$ dopočteny činitelé jakosti $Q = \{0,7071; 2,357; 0,786; 0,262\}$. V simulacích byly následně použity místo prvků MOCF behaviorální modely první a třetí úrovně prvků UCC-N1B [12] a prvky DACA byly nahrazeny makromodely uvedených v článku [4].

Při kmitočtové analýze zkoumaného obvodu 4 byly použity první úrovně modelů obvodů DACA a MOCF, které jsou v legendě grafů modulových kmitočtových charakteristik značeny „ideal“ a modely třetí úrovně jsou pak uvedeny bez označení. Nejdříve byl zkoumaný obvod 4 simulován s přeladováním mezního kmitočtu f_0 pomocí zesílení A . Přenosová funkce K_{I_HP1} na obr. 4.35 má v první dekádě kmitočtů modelů třetí úrovně menší útlum, jinak mají

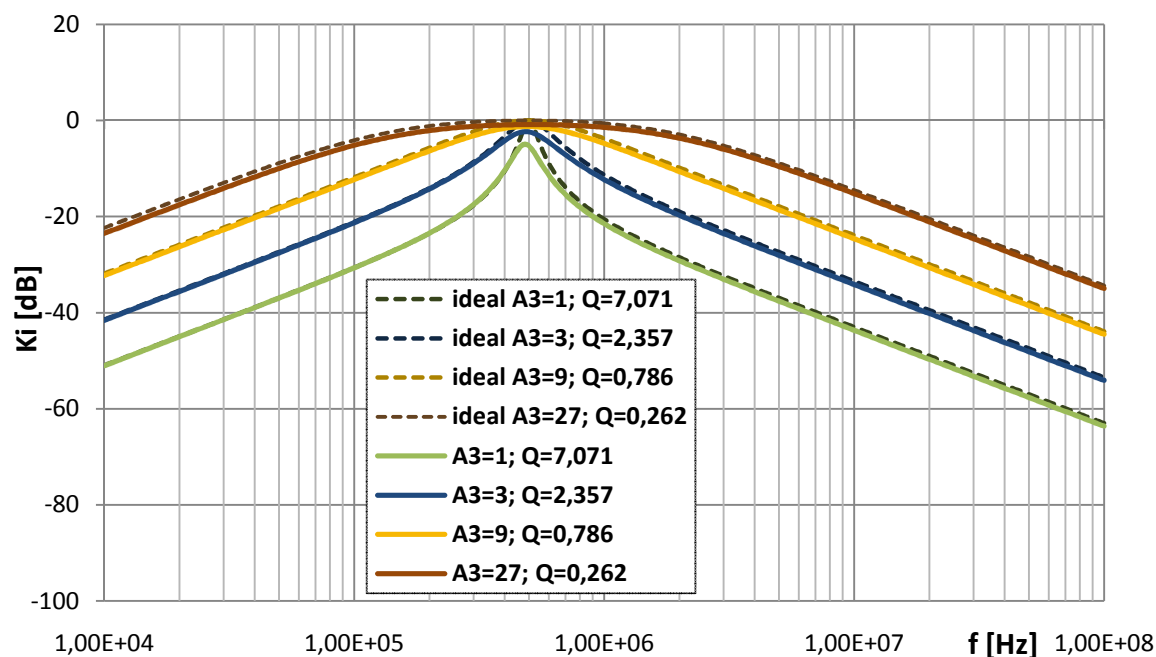

 Obr. 4.35: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{I_HP1} obvodu 4

 Obr. 4.36: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 4

přenosové funkce téměř shodný průběh. Přenosové funkce K_{PP1} (obr. 4.36) odsimulované pásmové propusti s makromodely 1. a 3. úrovně vykazují velmi podobné průběhy. Odlišnost lze vidět v místě mezního kmitočtu, kde je přenos o něco menší než jednotkový, což může

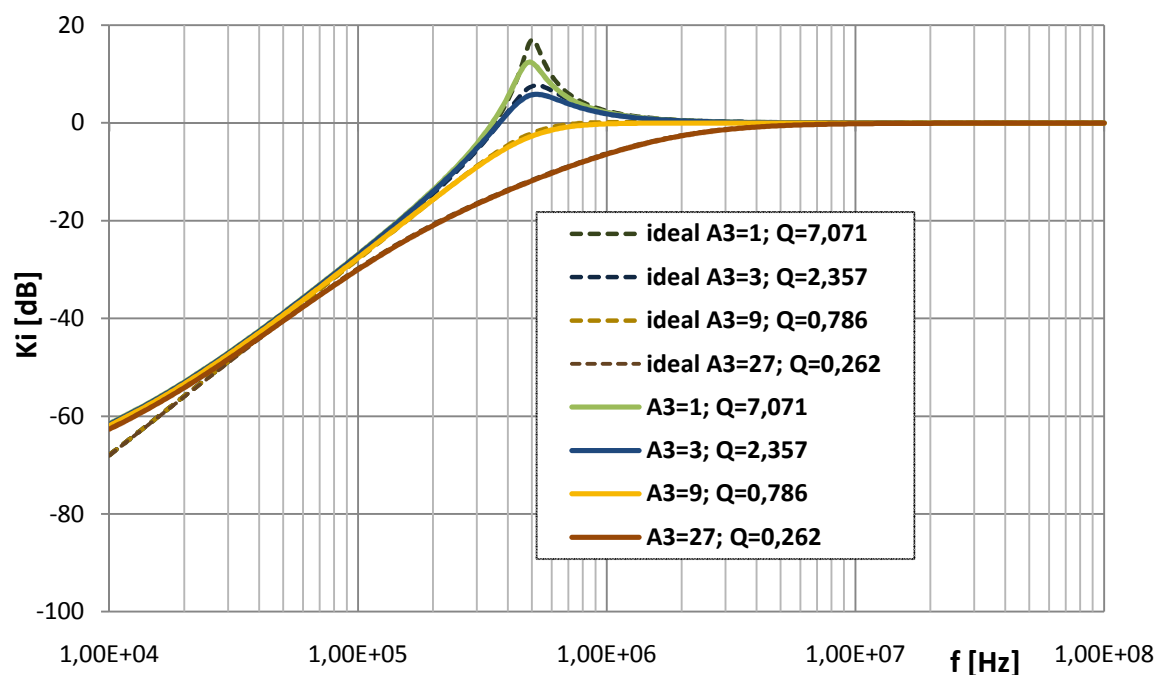

 Obr. 4.37: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{DP1} obvodu 4

 Obr. 4.38: Modulová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{DP1} obvodu 4

být zapříčiněno prvkem DACA a jeho nastaveným zesílením A . Přenosová funkce K_{DP1} dle obr. 4.37 a její odsimulované kmitočtové charakteristiky s oběma makromodely vykazují v celém kmitočtovém spektru velmi podobné průběhy.

Po přeladování mezního kmitočtu f_0 nyní budeme přeladovat i jakost obvodu Q pomocí prvku DACA3 a jeho parametru zesílení A_3 při konstantním zesílení $A_1 = A_2 = 1$ prvků DACA1 a DACA 2. Přenosové funkce, které byly odsimulovány, jsou zachyceny pro čtyři různé diskrétní hodnoty zesílení $A_3 = \{1; 3; 9; 27\}$. Modulové kmitočtové charakteristiky modelů třetí úrovně K_{DP1} zachycené na obr. 4.38, mají v místě mezního kmitočtu nižší přenos



Obr. 4.39: Amplitudová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{PP1} obvodu 4

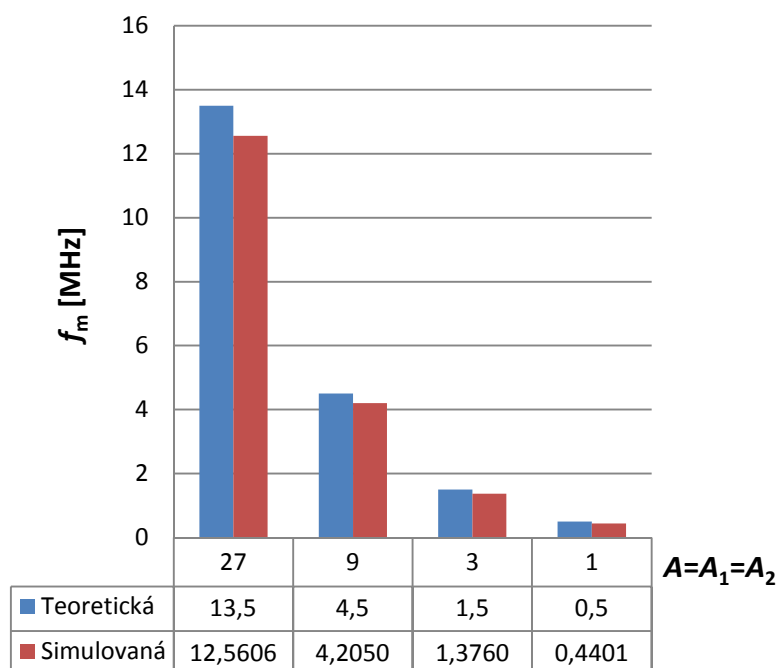


Obr. 4.40: Amplitudová kmitočtová charakteristika přenosové funkce K_{HP1} obvodu 4

namísto modelů první úrovně, a tento zvyšující se rozdíl proudových přenosů se zvyšujícím se nastavením zesílení A_3 lze jasně z odsimulovaných charakteristik vidět. Jinak charakteristiky vykazují průběhy podobné v celém spektru simulovaných kmitočtů.

Simulované přenosové funkce K_{PP1} na obr. 4.39 mají amplitudové kmitočtové charakteristiky s použitými modely třetí úrovně, jak u průběhů K_{DP1} , tendenci snižovat přenos v místě mezního kmitočtu a to tím více, čím je větší nastavené zesílení A_3 .

U přenosových funkcí K_{HP1} obvodu 4 (viz obr. 4.40) lze u modelů třetí úrovně opět pozorovat zřetelné snižování přenosu v místě mezního kmitočtu se zvyšujícím se nastaveným zesílením A_3 a tedy s vyšší nastavenou jakostí obvodu Q . Na nižších kmitočtech mají pak přenosové funkce s modely třetí úrovně vyšší útlum na dekádu, než je tomu v ideálním případě.



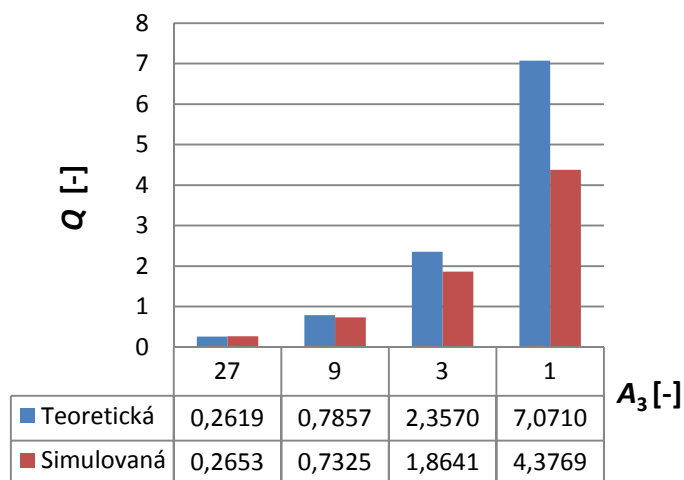
Obr. 4.41: Vypočtené a simulované závislosti mezního kmitočtu na nastaveném proudovém zesílení A prvků DACA1 a DACA2 obvodu 4 přenosových funkcí K_{DP1}

Tab. 4.10 : Odečtené hodnoty proudového přenosu a mezního kmitočtu z odsimulovaných charakteristik obvodu 4 za použití modelů třetí úrovně přenosových funkcí K_{DP1}

A	f_m [MHz]	K_{fm} [dB]
27	12,560586	-3,0488
9	4,204965	-3,1331
3	1,375986	-3,1133
1	0,440113	-3,1829

Závislost mezního kmitočtu na nastaveném parametru zesílení A je dle rovnice (4.24) přímo úměrná zesílení A a její přímo úměrný charakter je zachycen na obr. 4.41. Dané mezní kmitočty přenosové funkce K_{DP1} obvodu 4 jsou pak zaznamenány do tab. 4.10. Závislost jakosti obvodu 4 a její nepřímý charakter na proudovém zesílení A_3 jsou pak naznačeny na obr. 4.42. Jednotlivé jakosti Q přenosové funkce K_{LPP1} obvodu 4 jsou pak dopočteny z odečtených hodnot a vypsány do tab. 4.11. Nastavené hodnoty proudového zesílení v předešlých simulacích byly voleny po větších krocích a pro čtyři diskrétní hodnoty. Není ale problém je nastavit v rozsahu 1 až 100.

Diskrétní hodnoty zesílení byly voleny s ohledem na prvek DACA, jelikož ještě není k dispozici reálný prvek v integrované podobě. Z předešlého a následujícího průběhu je jasné, že čím větší rozsah zesílení bude možné nastavit, tím se obvod stane více laditelným. Následně je nutné vzít v úvahu, jestli bude možné obvod přeladovat i s vyšším nastaveným zesílením a jak se toto nastavené zesílení projeví na modulových kmitočtových charakteristikách, což již v simulacích s modelem třetí úrovně lze pozorovat.



Obr. 4.42: Hodnoty vypočtené a simulované jakosti obvodu 4 Q na nastaveném proudovém zesílení A_3 prvku DACA3 přenosových funkcí K_{LPP1}

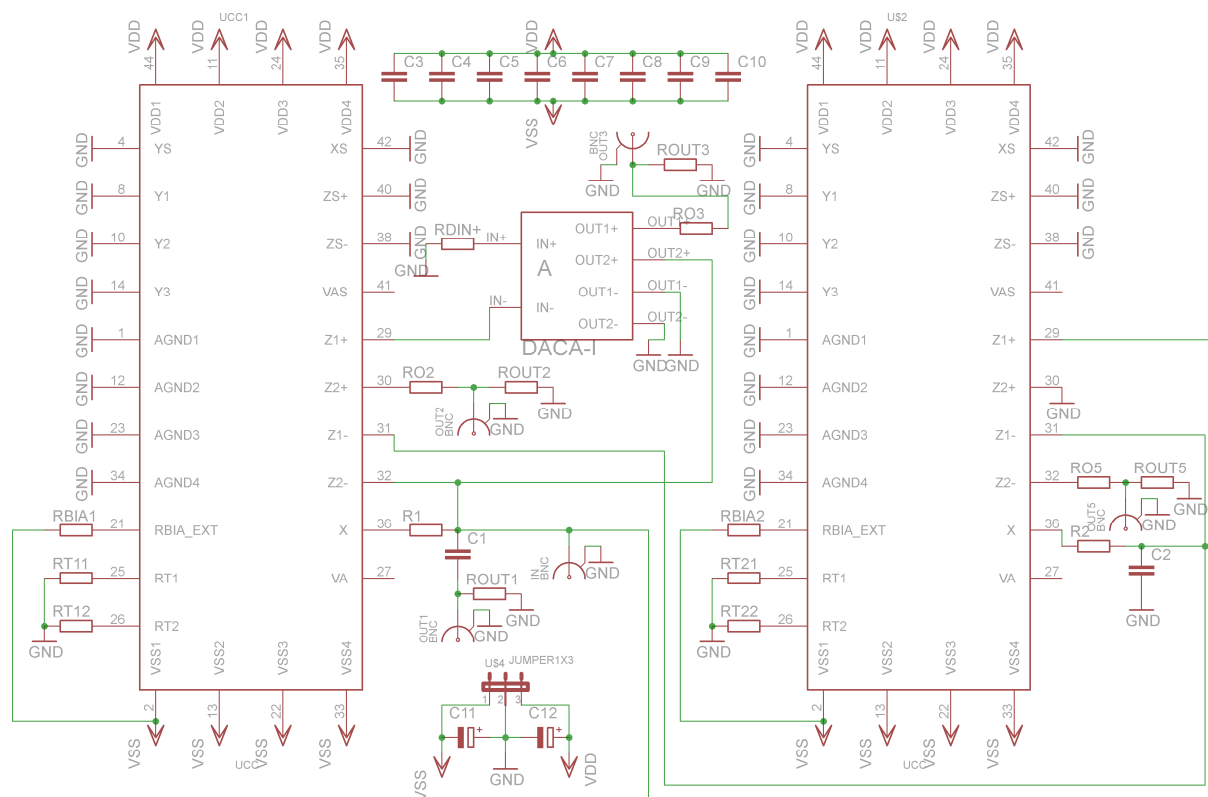
Tab. 4.11 : Dopočtená jakost Q zkoumaného obvodu 4 z hodnot odsimulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{LPP1} za použití modelů třetí úrovně

A [-]	B_2 [MHz]	B_1 [MHz]	f_m [MHz]	$B=B_2-B_1$ [MHz]	Q [-]	K_{fm} [dB]
27	2,074110	0,128502	0,516263	1,945607	0,2653	-0,8488
9	0,933893	0,260520	0,493253	0,673372	0,7325	-1,2398
3	0,633841	0,375195	0,482135	0,258645	1,8641	-2,3193
1	0,540348	0,430193	0,482135	0,110155	4,3769	-4,9237

5 PRAKTICKÁ REALIZACE A MĚŘENÍ

Pro praktickou realizaci byl vybrán zkoumaný obvod 1, jehož schéma zapojení nalezneme v kapitole 4.1 na obr. 4.5. Uvedené zapojení umožňuje řídit jakost obvodu Q . Jak lze z rovnic (4.10) vidět, tak toto zapojení je schopno realizovat čtyři přenosové funkce a to pomocí jedné budící svorky I_{IN1} .

Schéma zapojení tohoto je naznačeno na obr. 4.5 a užitečné přenosové funkce nalezneme v rovnici (4.10). Jako ekvivalentní nahrazení aktivních prvků MO-CF byl vybrán univerzální integrovaný obvod s označením 0520 UCC-N1B [12], který obsahuje proudový konvejer druhé generace CCII+/- a univerzální proudový konvejer UCC. Aktivní prvek DACA, který doposud nebyl vyroben byl nahrazen obvodem z obr. 2.5. Tento obvod byl dostupný na měřicím pracovišti, přičemž vstupní obvod vytváří rozdíl vstupních proudů a je realizován obvodem 0520 UVC [12]. Proudové násobení zajišťuje obvod vyráběným firmou Intersil pod označením EL2082. Proudové zesílení A se nastavuje pomocí stejnosměrného zdroje. Výstupní proud z předchozího bloku se následně zpracuje obvodem 0520 UCC-N1B, který realizuje více výstupový proudový prvkem MO-CF.



Obr. 5.1: Schéma zapojení prakticky realizovaného obvodu 1 pomocí integrovaných obvodů UCC-N1B 0520 z programu Eagle

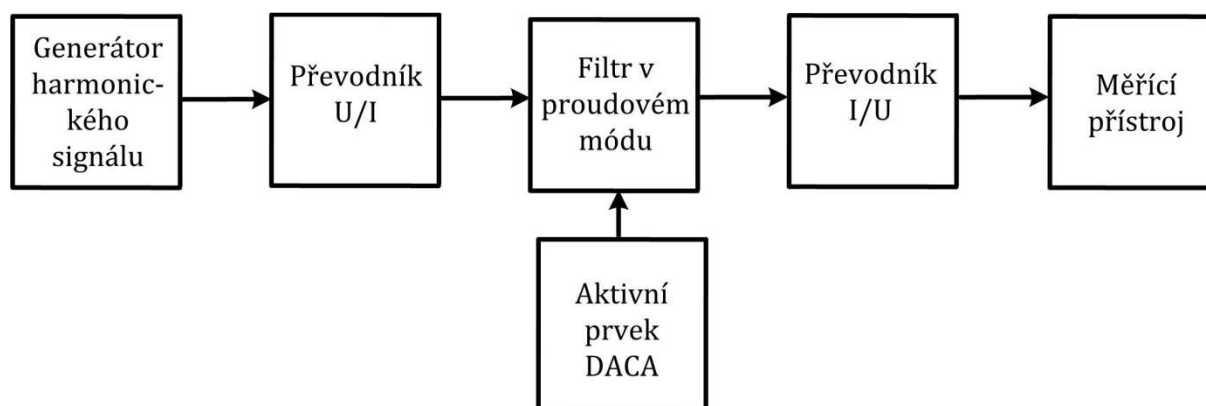
Zapojení pro experimentální měření lze pak pomocí integrovaných obvodů UCC-N1B 0520 nalézt na obr. 5.1 a desku návrhu plošného spoje pak v příloze. Pro nastavení klidového proudu slouží odpory $RBIA_1$ a $RBIA_1$ o velikosti 4,7 k Ω . Čtyři dvojice paralelních blokovacích kondenzátorů C_3 až C_{10} slouží pro rychlé dodání energie ze symetrického napájení $\pm 1,65$ V s doporučenou hodnotu 47 nF a 100 pF. Pro kompenzaci napěťového offsetu a pro optimalizaci úrovně harmonického zkreslení signálu v obvodu svorky X slouží rezistory RT_{11} , RT_{12} , RT_{21} a RT_{22} o velikosti 8,2 k Ω . Kondenzátory C_{11} a C_{12} plní funkci blokování napájecího rozvodu u přívodních svorek. Rezistory R_{O1} - R_{O5} slouží pro odebrání výstupního proudu ze svorek integrovaných obvodů a rezistory $ROUT_1$ - $ROOUT_5$ pak pro uzemnění nepoužitých výstupů při praktickém měření. Ostatní pasivní součástky $R_1 = 5,6$ k Ω , $R_2 = 3,6$ k Ω , $C_1 = 560$ pF a $C_2 = 220$ pF tvoří pasivní komponenty multifunkčního filtru. Osazenou desku plošného spoje, tak jak byla vyrobena, lze nalézt vyfocenou v příloze. Práce na univerzálním proudovém konvejeru byla již započata v roce 2000. Použitý integrovaný obvod 0520 UCC-N1B byl vyroben společností AMI Semiconductor v roce 2005.

Nastavené hodnoty proudového zesílení prvku DACA byly u simulací voleny po větších krocích, ale u skutečného bloku jsou nastaveny v rozsahu 0,1 až 3,5 po kroku 0,1, ale je nutné počítat u vyšších zesílení s o něco menším zesílením, než jaké bude nastaveno kvůli nelinearitě bloku realizující násobení vstupního proudu, což je naznačeno v kapitole 2.3.

Pokud budeme volit hodnoty zesílení $A = \{0,7; 1,4; 2,1\}$, pak bude nutné přepočítat hodnoty pasivních prvků dle rovnic v kapitole 4.1. Zvolme hodnoty kapacitorů $C_1 = 560$ pF, $C_2 = 220$ pF, mezní kmitočet $f_0 = 100$ kHz vzhledem k reálným vlastnostem prvku DACA, jakost obvodu $Q = 5$ a počáteční parametr zesílení pro přeladování pak $A = 0,7$, jehož zvyšováním budeme jakost obvodu snižovat. Z rovnic (4.4) a (4.5) dopočteme hodnoty vodivostí $G_1 = 175,9$ μ S a $G_2 = 276,5$ μ S a z nich pak hodnoty rezistorů $R_1 = 5684$ Ω a $R_2 = 3617$ Ω . Z řady E24 následně zvolme nejbližší hodnoty rezistorů na $R_1 = 5,6$ k Ω a $R_2 = 3,6$ k Ω , čímž se mezní kmitočet zvýší na hodnotu 100,988 kHz. Následně dopočítáme činitele jakosti $Q = \{2,8427; 1,4213; 0,9476\}$ z rovnice (4.3).

Jako generátor harmonického signálu a také jako měřicí přístroj byl použit obvodový analyzátor Agilent 4395A. Samotné měření pak bylo nutné ještě doplnit převodníky napětí na proud a to jak před vstupem filtru převodníkem U/I, tak následně za jeho výstupem převodníkem I/U. Tyto převodníky byly taktéž dostupné na měřícím pracovišti. Jako základní část převodníku byl užít transkondutační zesilovač OPA860, jehož zapojení a kmitočtovou

charakteristiku lze nalézt v [19] a blokové uspořádání při měření v proudovém módu pak na obr. 5.2.



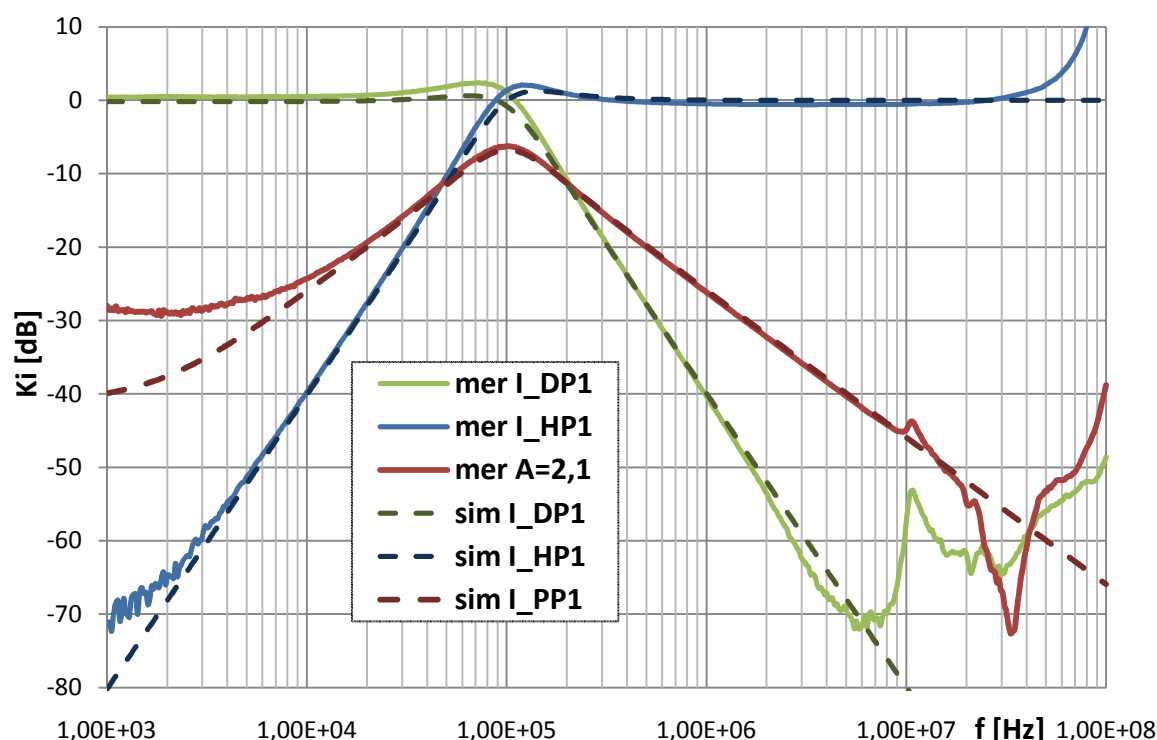
Obr. 5.2: Schéma blokové uspořádání pro měření přeladitelného kmitočtového filtru v proudovém módu

V následujících charakteristikách byly pro porovnání simulovaných (značených „sim“) a změřených (značených „mer“) charakteristik použity u simulací místo prvků MOCF behaviorální modely třetí úrovně prvků UCC-N1B [12] a prvky DACA byly nahrazeny modelem uvedeným na obr. 2.5 namísto makromodelů [4], které byly použity při simulacích v kapitole 4.1. Novější modely prvku DACA jsou použity z důvodů srovnatelnějšího přiblížení s výsledky experimentálního měření.

Užitečné přenosové funkce, které se podařilo změřit, jsou zobrazeny z budícího vstupu I_{IN1} spolu se simulovanými charakteristikami pro nastavené $A = 2,1$ a teoretické $Q = 1,6667$ na obr. 5.3. Měřené kmitočtové pásmo bylo od 10 kHz po 100 MHz s celkovým počtem 501 měřených bodů v tomto kmitočtovém rozmezí. Přenosová funkce pásmové pro propusti PP2 nebyla změřena, protože na výstupu I_{OUT3} převládá parazitní pasivní článek a na výstupu nebyla dosažena užitečná přenosová funkce.

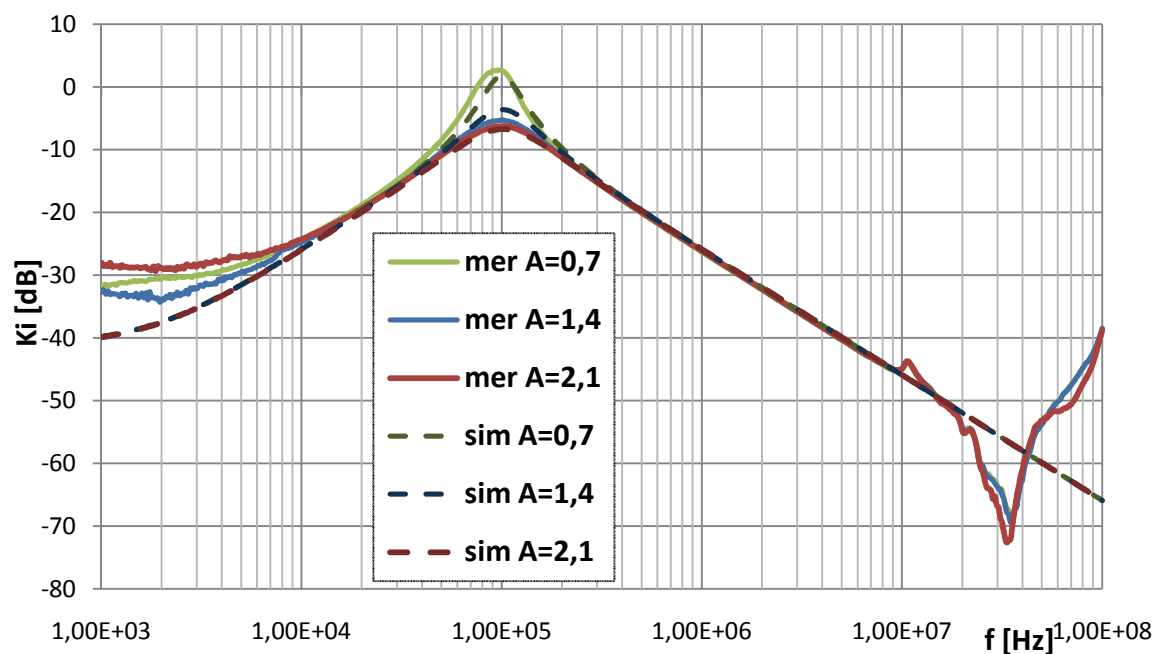
Změřená přenosová invertující funkce dolní propusti z výstupu I_{OUT5} dobře koresponduje se simulovanou křivkou. Na nižších kmitočtech nemá přenosová funkce jedničkový přenos ale vyšší cca $K = 0,5$ dB. V místě mezního kmitočtu f_m pak přenos naroste ještě o něco více a to v porovnání se simulovanou křivkou. Na vysokých kmitočtech je pozorovatelné zkreslení, které může být příčinou menší zpracovatelné šířky pásma prvku UCC. Podobné chování vykazuje změřená přenosová invertující funkce horní propusti z výstupu I_{OUT1} . Změřená pásmová propust I_PP1 z výstupu I_{OUT2} má na nízkých kmitočtech pozorovatelnou parazitní horní propust, která ale s vyššími kmitočty ustupuje. Simulovaná a změřená funkce jinak

vykazuje téměř totožný průběh. Na vyšších kmitočtech je opět viditelné zkreslení prvkem UCC.



Obr. 5.3: Porovnání simulovaných a změřených modulových kmitočtových charakteristik přenosových funkcí ze vstupu budicí zdroje I_{IN1} pro nastavené zesílení $A = 2,1$

Na obr. 5.4 jsou zachyceny průběhy pásmové propusti pro tři různě nastavená zesílení a tím i pro jejich laditelnou jakost Q . V oblasti velmi nízkých simulovaných kmitočtů je opět viditelný menší pokles na dekádu a to jak u simulovaných tak i změřených charakteristik. Zde lze navíc pozorovat snižující se mezní kmitočet a přenos v závislosti na nastaveném klesajícím zesílení. Pravidlem zde ale není, že přenos klesá s vyšším nastaveným zesílením A , což dokazuje přenosová funkce s nastaveným proudovým zesílením $A = 0,7$. Na vyšších kmitočtech je pozorovatelná deformace, jejíž příčinou může být menší zpracovatelná šířka pásma prvku UCC.



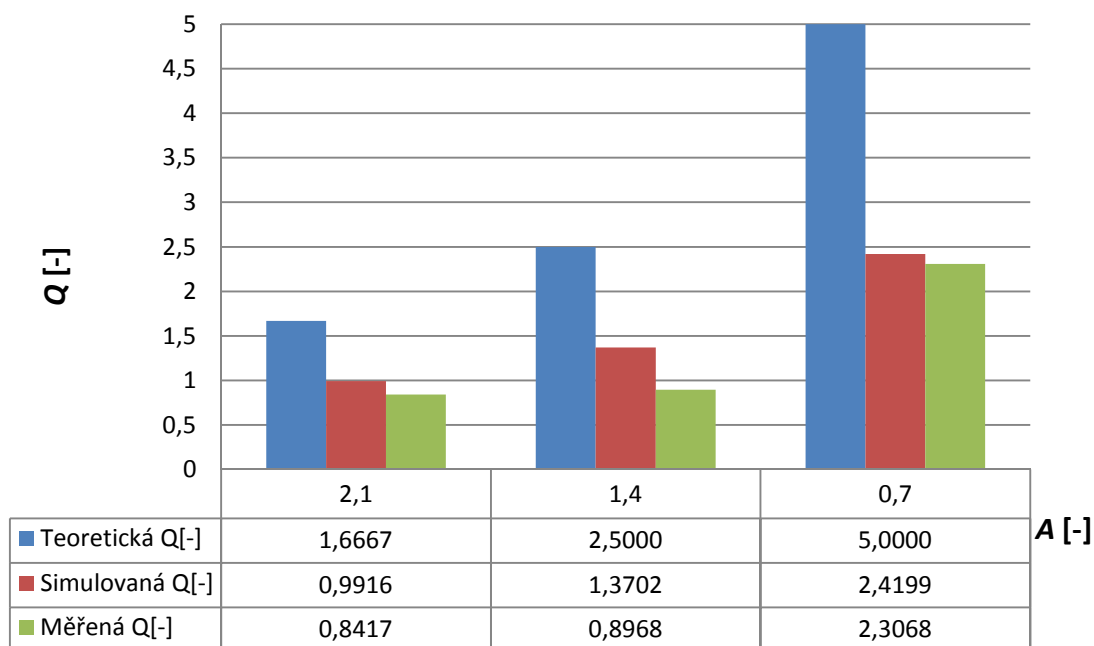
Obr. 5.4: Porovnání změřených a simulovaných modulových kmitočtových charakteristik přenosových funkcí K_{L_PP1} s nastavitelným zesílením A a dopočtenou laditelnou jakostí Q

Tab. 5.1 : Dopočtená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot změřených charakteristik přenosových funkcí K_{L_PP1}

A [-]	B_2 [Hz]	B_1 [Hz]	f_m [Hz]	$B=B_2-B_1$ [Hz]	Q [-]	K_{fm} [dB]
2,1	163517	59052	87929	104465	0,8417	-6,4978
1,4	156362	60560	85917	95802	0,8968	-5,6246
0,7	115737	74131	95976	41606	2,3068	2,6943

Tab. 5.2 : Dopočtená jakost Q zkoumaného obvodu 1 z hodnot simulovaných charakteristik přenosových funkcí K_{L_PP1} za použití reálnějších modelů třetí úrovně prvku DACA

A [-]	B_2 [Hz]	B_1 [Hz]	f_m [Hz]	$B=B_2-B_1$ [Hz]	Q [-]	K_{fm} [dB]
2,1	165128	61955	102306	103173	0,9916	-6,7606
1,4	144018	71037	100000	72981	1,3702	-3,6577
0,7	122775	81450	100000	41325	2,4199	1,7562



Obr. 5.5: Závislost vypočtených hodnot jakostí Q z teoretických, simulovaných a změřených přenosových funkcí K_{L_PP1} obvodu 1 na nastaveném zesílení A

Srovnatelnost simulovaných a změřených hodnot jakostí Q představuje tab. 5.1 a tab. 5.2, kde jakost silně klesá s větší hodnotou nastaveného zesílení A , což ukazuje i obr. 5.5. Z porovnání tab. 5.1 a 5.2 a dosažených jakostí lze usoudit, že modely třetí úrovně prvku DACA jsou na dobré úrovni, protože dopočtené hodnoty jakostí ze simulací a měření mají srovnatelnou hodnotu, a pro další simulace představují srovnání teoretických a reálných vlastností navržených obvodů. Hodnoty jakostí dopočtených z měření, simulací a teoretického předpokladu jsou vyneseny do grafu obr. 5.5. Teoretickým hodnotám jakostí Q se podobnými výsledky přibližují simulované hodnoty s použitím realističtějších modelů třetí úrovně následovanými hodnotami dosažených z měření. Z tabulky pod obr. 5.5 je viditelný pokles jakosti obvodu Q s narůstajícím zesílením A .

6 ZÁVĚR

Práce je věnována problematice návrhu kmitočtových filtrů s proudovými aktivními prvky MO-CF (*Multiple-Output Current Follower*) a také s nově vyvíjeným proudovým aktivním prvkem DACA (*Digitally Adjustable Current Amplifier*) ve společnosti ON Semiconductor. Od těchto aktivních prvků očekáváme větší dosažitelnou šířku zpracovávaného kmitočtového pásma signálů a následné použití v aplikacích s nízkým napájecím napětím, kde bude dostatečně zachován odstup signálu od šumu. Návrh kmitočtových filtrů v proudovém módu je zaměřen na jejich řiditelnost a to pomocí prvku DACA, u kterého pomocí parametru proudového zesílení A je možné přeladování prostřednictvím digitálního vstupu CTR. Pro návrhu filtrů druhého řádu je užito metody M-C grafu signálových toků.

První obvod je schopen řídit nezávisle činitel jakosti Q obvodu nepřímo úměrně a přeladovat jej pomocí parametru A od 1 do 100 přičemž u simulací, kde je užito modelů třetí úrovně [3], je výsledný činitel jakosti Q podstatně nižší než u modelů první úrovně, který simuluje ideální prvek. Jakost obvodu Q přenosové funkce K_{PZ1} je u modelu třetí úrovně při nastaveném zesílení $A = 1$ rovna $Q = 17,91$ a u modelu první úrovně pak $Q = 99,79$ což si lze vysvětlit tím, že prvek DACA má na výstupu v ideálním případě pouze dělič proudu s vysokými hodnotami a výstupní proud pak prochází jen na výstup tohoto prvku. Jestliže nahradíme ideální prvek DACA modelem třetí úrovně, kde je na výstupu navíc parazitní kapacitor a dělič proudu, pak se část proudu uzavírá i přes tento kmitočtově závislý dělič proudu a celý výstupní proud neprochází na výstup.

Druhý obvod umožňuje řídit nezávisle charakteristický kmitočet ω_0 obvodu přímo úměrně pomocí zesílení A dvou prvků DACA. Z odsimulovaných přenosových funkcí K_{HP1} , K_{PP7} , K_{DP4} , které mají jednotkový přenos lze vidět, že obvod vykazuje za použití modelů první a třetí úrovně prvků MO-CF a DACA téměř shodné průběhy a potvrzují správnost návrhu.

Třetí obvod je navržen pro nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 obvodu přímo úměrně pomocí zesílení A dvou prvků DACA. Z tvaru přenosových funkcí K_{DP4} , K_{HP1} , K_{PZ1} a odsimulovaných charakteristik lze usuzovat podobný tvar amplitudových modulových kmitočtových charakteristik a jednotkový přenos v propustných pásmech za použití modelů první a třetí úrovně. Tvar přenosové funkce K_{PP4} nemá u členu s komplexní proměnou p stejné

parametry jako v charakteristické rovnici CE a proto přenos nemůže být v místě charakteristického kmitočtu ω_0 jednotkový.

Čtvrtý obvod je navržen jak pro nezávislé řízení charakteristického kmitočtu ω_0 pomocí zesílení A_1 a A_2 dvou prvků DACA, tak i pro nezávislé řízení jakosti obvodu Q pomocí zesílení A_3 jednoho prvku DACA. Obvod je schopen realizovat přenosové funkce horní propusti, dolní propusti a pásmové propusti. Laditelnost mezního kmitočtu byla simulacemi ověřena pro čtyři diskrétní hodnoty zesílení $A_1 = A_2 = \{1; 3; 9; 27\}$ a jejich mezní kmitočty $f_m = \{0,5; 1,5; 4,5; 13,5\}$. Výstupy simulací jsou pak uvedeny na obr. 4.33 – 4.35. Jakost obvodu byla pro stejné diskrétní hodnoty zesílení A_3 simulována a následné dopočtené hodnoty jakostí ze simulací pásmové propusti srovnány v tab. 4.11 a vyneseny do grafu obr. 4.40. Z těchto výsledků je pozorovatelná snižující se jakost s větším nastaveným zesílením A_3 .

Šestá kapitola je zaměřena na praktickou realizaci prvního navrženého obvodu, kde se pomocí jednoho prvku DACA přeladuje jakost obvodu a jehož schéma zapojení nalezneme na obr. 4.5. Soubory pro výrobu desky plošného spoje lze nalézt na přiloženém disku. Realizace laditelného proudového kmitočtového filtru byla komplikována tím, že samotný prvek DACA zajišťující nastavení proudového zesílení A ještě nebyl vyroben a musel se použít prakticky vyrobený obvod z obr. 2.5 a následný filtr s výstupy a vstupy pro prvek DACA k němu připojit. Jako ekvivalentní nahrazení aktivních prvků MO-CF byl vybrán univerzální integrovaný obvod s označením 0520 UCC-N1B [12], který obsahuje proudový konvejer druhé generace CCII+/- a univerzální proudový konvejer UCC. Možná komplikovanost, délka cest a parazitních článků těchto obvodů zapříčinila, že použitelné přenosové funkce byly invertující horní propust, invertující dolní propust a invertující pásmová propust jejichž průběhy modulových kmitočtových charakteristik jsou zachyceny na obr. 5.3 a 5.4. Srovnatelnost simulovaných a změřených hodnot jakostí Q představuje tab. 5.1 a tab. 5.2, kde jakost klesá s větší hodnotou nastaveného zesílení A , což potvrzuje i obr. 5.5. Z porovnání tab. 5.2 a 5.3 a dosažených jakostí lze usoudit, že modely třetí úrovně prvku DACA jsou na dobré úrovni, protože dopočtené hodnoty jakostí ze simulací a měření mají srovnatelnou hodnotu a pro další simulace představují srovnání teoretických a reálných vlastností navržených obvodů.

Ze získaných simulací a měření lze usoudit, že čím složitější je tvar charakteristické rovnice CE, tím je M-C graf složitější. Následné získání vhodných přenosových funkcí, které mají požadovaný tvar, vyžaduje v některých případech součet více jednotlivých přenosových funkcí.

Seznam použitých zdrojů

- [1] TOUMAZOU, C., LIDGEY F. J., HAIGH, D. Analogue IC design: the current mode approach. London: Peter Peregrinus, 1990. 649 pages. ISBN 0-86341-297-1.
- [2] ČAJKA, J.; KVASIL, J.: Teorie lineárních obvodů, SNTL/ALFA Praha, 1976.
- [3] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 41, s. 1-7. ISSN: 1213- 1539.
- [4] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Řiditelný univerzální filtr s vícevýstupovými proudovými sledovači. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 3, s. 1-10. ISSN: 1213- 1539.
- [5] HÁJEK, Karel, SEDLÁČEK, Jiří. Kmitočtové filtry. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 536 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [6] CHEN, W-K: The circuits and filters handbook (second edition), CRC Press LLC, USA, 2003.
- [7] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír. Elektrické filtry. Brno: FEKT VUT, 2002. 343 s. ISBN REL 002.
- [8] FILKA, Miloslav, et al. Diplomní semináře – telekomunikace. 1989. vyd. Brno: Skriptum FEI VUT , 1989. 301 s. ISBN 80-214-1020-5.
- [9] JEŘÁBEK, Jan, KOTON, Jaroslav, VRBA, Kamil. Zobecněná metoda návrhu multifunkčních kmitočtových filtrů. Elektrevue [online]. 2007, roč. 8, č. 41 [cit. 2007-12-02], s. 41-10. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrevue.cz/cz/download/zobecnena-metoda-navrhu-multifunkcnich-kmitoctovych-filtru/>>. ISSN 1213-1539.
- [10] JEŘÁBEK J., VRBA K. Filters Based on Active Elements with Current Mirrors and Inverters. Int Trans on Communication and Signal Processing, 2006, roč. 8, č. 1, s. 1-8.
- [11] BIOLKE, Dalibor. Snap : symbolická, semisymbolická a numerická analýza elektronický obvodů [online]. [2004] [cit. 2009-11-14]. Prvky z knihovny programu SNAP 2.61. Česky. Aktualizace z 1.7.2004. Dostupný z WWW: <<http://snap.webpark.cz/modely.pdf>>.
- [12] SPONAR, Radek, VRBA, Kamil. Measurements and Behavioral Modeling of Modern Conveyors. IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security [online]. 2006, vol. 6, no. 3A [cit. 2009-11-14], s. 57-65. Dostupný z WWW: <http://paper.ijcsns.org/07_book/html/200603/200603008.html>. ISSN 1738-7906.
- [13] MASON, S.J.: Feedback Theory: Further Properties of Signal Flow Graphs. Proc. IRE, vol. 44, č. 7, s. 920-926, 1956.
- [14] BIOLEK, D.: Řešíme elektronické obvody, BEN, Praha, 2004, ISBN 807300125X.

- [15] KOTON, J.; VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Elektrevue - Internetový časopis (<http://www.elektrevue.cz>), 2008, roč. 2008, č. 26, s. 1-17. ISSN: 1213-1539.
- [16] VORÁČ, Ladislav. Multifunkční kmitočtové filtry s GCMI. [s.l.], 2008. 85 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Jeřábek.
- [17] OLŠÁK, Michal. Elektronicky řízené analogové selektivní funkční bloky. [s.l.], 2004. 178 s. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [18] Intersil Home Page [online]. 2003 - 2010 [cit. 2010-03-19]. EL2082 Current Mode Multiplier. Dostupné z WWW: <http://www.intersil.com/products/deviceinfo.asp?pn=EL2082>.
- [19] JEŘÁBEK, Jan. Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky. [s. l.], 2007. 70 s. Vedoucí diplomové práce Kamil Vrba.

Seznam použitých zkratk, veličin a symbolů

A	proudové zesílení
C	kapacita
CMI	proudové zrcadlo a invertor (<i>Current Mirror and Inverter</i>)
CCCS	zdroj proudu řízený proudem (<i>Current Controlled Current Source</i>)
CE	charakteristická rovnice
CF	proudový sledovač (<i>Current Follower</i>)
DACA	digitálně říditelný proudový zesilovač (<i>Digitally Adjustable Current Amplifier</i>)
DO-CF	proudový sledovač (<i>Dual Output Current Follower</i>)
DP	dolní propust
GCMC	zobecněná proudová zrcadla a invertory (<i>Generalized Current Mirrors and Inverters</i>)
G	vodivost
HP	horní propust
$K, K(p)$	přenosová funkce komplexní proměnné
K_I	přenos proudu
K_U	přenos napětí
MCMC	více-výstupní CMI (<i>Multi-output Current Mirror and Inverter</i>)
MO-CF	vícévýstupový proudový sledovač (<i>Multiple Output Current Follower</i>)
n	proudový přenosový koeficient
OZ	operační zesilovač (<i>Operational Amplifier</i>)
p	komplexní proměnná
PP	pásmová propust
Q	činitel jakosti
R	odpor
s	normovaná komplexní proměnná
UCC	univerzální proudový konvektor (<i>Universal Current Conveyor</i>)
UVC	univerzální napěťový konvektor (<i>Universal Voltage Conveyor</i>)
VGAIN	řiditelný proudový zesilovač (<i>Variable Gain Amplifier</i>)
VOA	napěťový operační zesilovač (<i>Voltage Operational Amplifier</i>)

f_0, ω_0 kmitočet resp. úhlový charakteristický kmitočet

f_{3dB}, ω_{3dB} mezní kmitočet resp. mezní úhlový charakteristický kmitočet

ω_p úhlový kmitočet pólů přenosu

Ω normovaný úhlový kmitočet

PŘÍLOHY

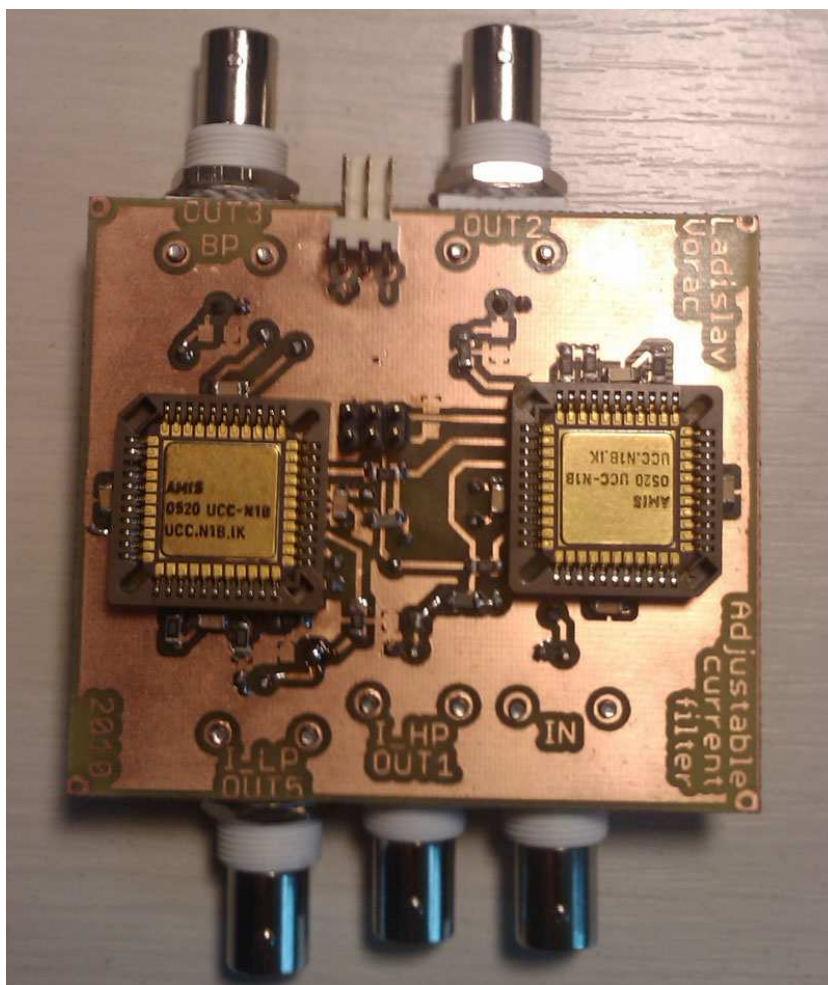
Příloha č. 1: Fotografie osazené desky plošného spoje realizující laditelný filtr – horní pohled

Příloha č. 2: Fotografie osazené desky plošného spoje realizující laditelný filtr – spodní pohled

Příloha č. 3: Obsah přiloženého DVD

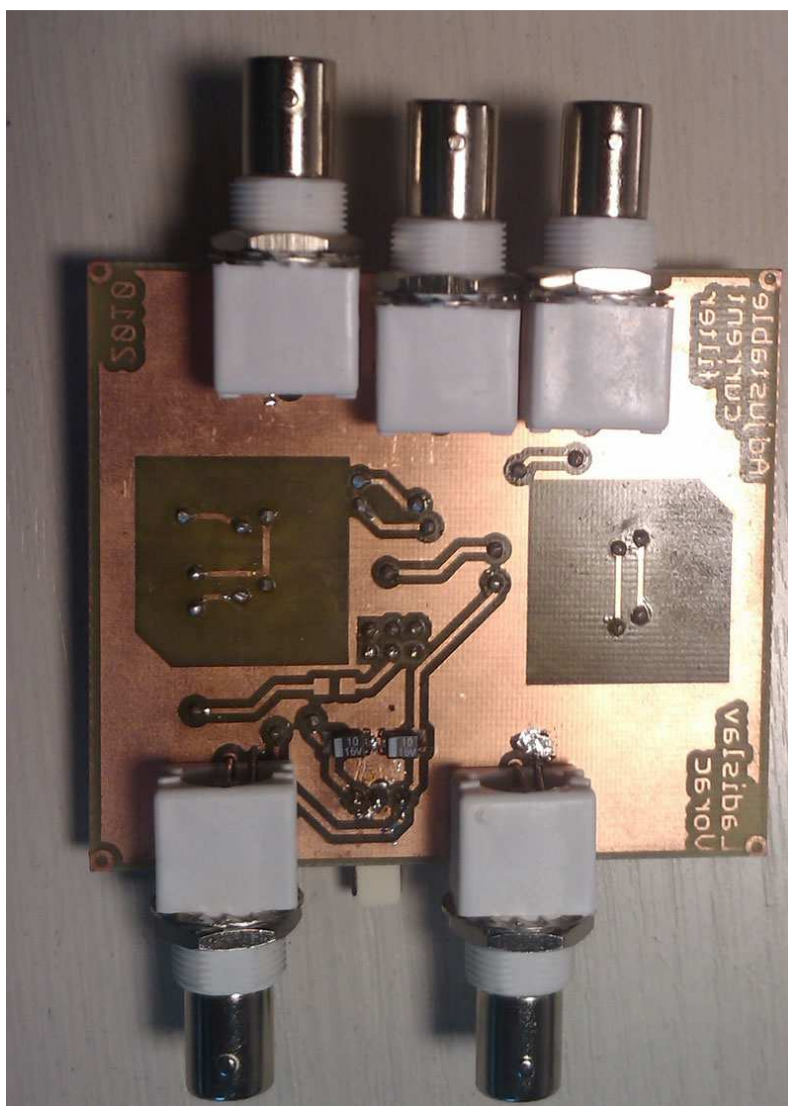
Příloha č. 1:

Fotografie osazené desky plošného spoje realizující laditelný filtr – horní pohled



Příloha č. 2:

Fotografie osazené desky plošného spoje realizující laditelný filtr – spodní pohled



Příloha č. 3:

Obsah přiloženého DVD

- Podklady pro výrobu plošného spoje realizující laditelný filtr
- Diplomová práce v elektronické podobě